

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-067318

(43)Date of publication of application : 10.03.1995

(51)Int.Cl.

H02M 1/06

(21)Application number : 05-214319

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 30.08.1993

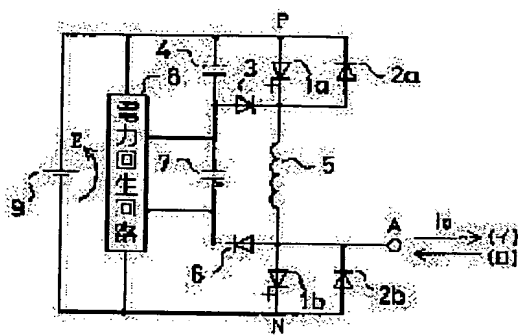
(72)Inventor : OKAYAMA HIDEO  
SHIMOMURA YASUHIITO

## (54) POWER CONVERTER

### (57)Abstract:

PURPOSE: To obtain a power converter which realizes the compact configuration, low cost and high efficiency.

CONSTITUTION: A snubber circuit comprising a first capacitor 4, which is connected to a self-arc-extinguishing type semiconductor element 1a in parallel, and a third diode 3 is provided. A second capacitor 7 and a fourth diode 6, which are connected between the connecting point of the snubber circuit and an output terminal A are provided. A power regenerating circuit 8, which regenerates the energy accumulated in the second capacitor into a DC power supply 9 by the switching operations of self-extinguishing-type semiconductor elements 1a and 1b, is provided. Thus, the recovering capacitor 7 is controlled to the voltage lower than a DC power supply voltage E, and the low voltage is provided. The charging polarity of the capacitor is always made to be the single polarity. Thus, the constituent elements of the snubber circuit are decreased without impairing the function for suppressing the steep rising of the voltage and the current applied on the self-distinguishing type semiconductor element to the intended values.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 17.06.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2790600

[Date of registration] 12.06.1998

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-67318

(43) 公開日 平成7年(1995)3月10日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 2 M 1/06

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

D 8325-5H

審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全 44 頁)

(21) 出願番号 特願平5-214319

(22) 出願日 平成5年(1993)8月30日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 岡山 秀夫

尼崎市塚口本町8丁目1番1号 三菱電機

株式会社産業システム研究所内

(72) 発明者 下村 弥寿仁

長崎市丸尾町6番14号 三菱電機株式会社

長崎製作所内

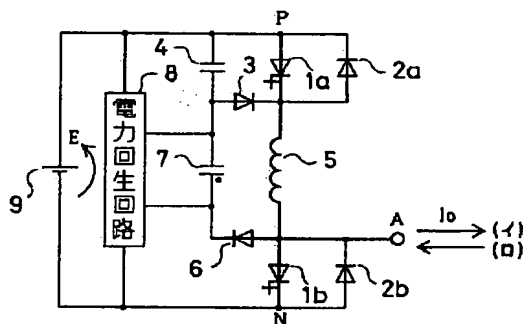
(74) 代理人 弁理士 曾我 道照 (外6名)

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【目的】 この発明は、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現した電力変換装置を得る。

【構成】 自己消弧型半導体素子1aに並列接続された第1のコンデンサ4および第3のダイオード3からなるスナバ回路と、スナバ回路の接続点と出力端子Aとの間に直列接続された第2のコンデンサ7および第4のダイオード6と、自己消弧型半導体素子1a、1bのスイッチング動作によって第2のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源9に回生する電力回生回路8とを設け、回収コンデンサ7を直流電源電圧Eより低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなくスナバ回路の構成要素を低減する。



1a,1b: GTO

2a,2b: フリーホイールダイオード

3: スナバダイオード

4: スナバコンデンサ

5: リアクトル

6: 極性ダイオード

7: 回収コンデンサ

9: 直流電源

A: 出力端子

P, N: 正負母線

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電源の正負母線間に直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1および第2のダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子間に直列接続されたリアクトルと、

前記第2の自己消弧型半導体素子と前記リアクトルとの接続点に設けられた出力端子と、

前記第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第3のダイオードからなるスナバ回路と、

前記第1のコンデンサと前記第3のダイオードとの接続点と前記出力端子との間に直列接続された第2のコンデンサおよび第4のダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作によって前記第2のコンデンサに蓄積されたエネルギーを前記直流電源に回生する電力回生回路とを備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】 直流電源の正負母線間に直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1および第2のダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子間に直列接続されたリアクトルと、

前記第1の自己消弧型半導体素子と前記リアクトルとの接続点に設けられた出力端子と、

前記第2の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第3のダイオードからなるスナバ回路と、

前記第1のコンデンサと前記第3のダイオードとの接続点と前記出力端子との間に直列接続された第2のコンデンサおよび第4のダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作によって前記第2のコンデンサに蓄積されたエネルギーを前記直流電源に回生する電力回生回路とを備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項3】 中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、

前記第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、

前記第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、

前記第2の自己消弧型半導体素子と前記第1のリアクトルとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、

前記第3の自己消弧型半導体素子と前記第2のリアクトルとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、

前記第2の自己消弧型半導体素子と前記第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、

前記第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、

前記第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、

前記第1のリアクトルと前記第2の自己消弧型半導体素子との接続点と前記第1のコンデンサと前記第7のダイオードとの接続点との間に直列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードと、

前記第2のリアクトルと前記第3の自己消弧型半導体素子との接続点と前記第2のコンデンサと前記第8のダイオードとの接続点との間に直列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードと、

前記第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作によって前記第3および第4のコンデンサに蓄積されたエネルギーを前記直流電源に回生する第1および第2の電力回生回路とを備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項4】 中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、

前記第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、

前記第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、

前記第2の自己消弧型半導体素子と前記第1のリアクトルとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、

前記第3の自己消弧型半導体素子と前記第2のリアクトルとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、

前記第2の自己消弧型半導体素子と前記第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、

前記第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、

前記第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、

前記第5のダイオードに並列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードからなる第3のスナバ回路

と、

前記第6のダイオードに並列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードからなる第4のスナバ回路と、

前記第3のコンデンサと前記第9のダイオードとの接続点と前記第1のコンデンサと前記第7のダイオードとの接続点との間に直列接続された第5のコンデンサおよび第11のダイオードと、

前記第2のコンデンサと前記第8のダイオードとの接続点と前記第4のコンデンサと前記第10のダイオードとの接続点との間に直列接続された第6のコンデンサおよび第12のダイオードと、

前記第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作によって前記第5および第6のコンデンサに蓄積されたエネルギーを前記直流電源に再生する第1および第2の電力再生回路とを備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項5】 中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、

前記第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、

前記第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、

前記第2の自己消弧型半導体素子と前記第1のリアクトルとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、

前記第3の自己消弧型半導体素子と前記第2のリアクトルとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、

前記第2の自己消弧型半導体素子と前記第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、

前記第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、

前記第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、

前記第5のダイオードに並列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードからなる第3のスナバ回路と、

前記第6のダイオードに並列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードからなる第4のスナバ回路と、

前記第3のコンデンサと前記第9のダイオードとの接続点と前記第1のコンデンサと前記第7のダイオードとの接続点との間に接続された第1の抵抗器と、

前記第2のコンデンサと前記第8のダイオードとの接続点と前記第4のコンデンサと前記第10のダイオードとの接続点との間に接続された第2の抵抗器とを備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項6】 前記正負母線間に直列接続されたコンデンサおよびダイオードと、前記ダイオードに並列接続された抵抗器とからなる電圧クランプ回路を設けたことを特徴とする請求項1または請求項2の電力変換装置。

【請求項7】 前記正負母線と前記中間電位点との間にそれぞれ直列接続されたコンデンサおよびダイオードと、前記ダイオードに並列接続された抵抗器とからなる電圧クランプ回路を複数個設けたことを特徴とする請求項3、請求項4または請求項5の電力変換装置。

【請求項8】 前記正負母線間に直列接続されたコンデンサおよびダイオードからなる電圧クランプ回路を設けるとともに、前記コンデンサに蓄積されたエネルギーを前記直流電源に再生する電力再生回路を設けたことを特徴とする請求項1または請求項2の電力変換装置。

【請求項9】 前記正負母線と前記中間電位点との間にそれぞれ直列接続されたコンデンサおよびダイオードからなる電圧クランプ回路を複数個設けるとともに、前記コンデンサに蓄積されたエネルギーを前記直流電源に再生する電力再生回路を設けたことを特徴とする請求項3、請求項4または請求項5の電力変換装置。

【請求項10】 前記電力再生回路は、前記第2のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを前記直流電源に再生するとともに、前記第2のコンデンサの充電電圧を前記直流電源の電圧よりも低い値に制御することを特徴とする請求項1または請求項2の電力変換装置。

【請求項11】 前記第1および第2の電力再生回路は、前記第3および第4のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを前記直流電源に再生するとともに、前記第3および第4のコンデンサの充電電圧を前記直流電源の電圧よりも低い値に制御することを特徴とする請求項3の電力変換装置。

【請求項12】 前記第1および第2の電力再生回路は、前記第5および第6のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを前記直流電源に再生するとともに、前記第5および第6のコンデンサの充電電圧を前記直流電源の電圧よりも低い値に制御することを特徴とする請求項4の電力変換装置。

【請求項13】 中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、

前記正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、

前記自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と前記中間電位点との間に接続された第1のクランプ

ダイオードと、

前記第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と前記中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、

前記正アームと前記負アームとの接続点に接続された出力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、

前記正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、

前記第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに前記第1および第2のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、

前記第1の自己消弧型半導体素子に対する前記第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第1のダイオードおよび第1の回収コンデンサと、

前記第4の自己消弧型半導体素子に対する前記第2のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第2のダイオードおよび第2の回収コンデンサと、

前記第1のクランプダイオードに対する前記第3のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第1の放電抵抗器と、

前記第2のクランプダイオードに対する前記第4のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第2の放電抵抗器と、

前記第1の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、前記中間電位点で分割される前記直流電源の正側に回生する第1の電力回生回路と、

前記第2の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、前記中間電位点で分割される前記直流電源の負側に回生する第2の電力回生回路とを備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項14】 中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、

前記正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、

前記自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と前記中間電位点との間に接続された第1のクランプダイオードと、

前記第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と前記中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、

前記正アームと前記負アームとの接続点に接続された出

力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、

前記正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、

前記第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに第1および第2のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、

前記第1のクランプダイオードに対する前記第3のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第1の放電抵抗器と、

前記第2のクランプダイオードに対する前記第4のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第2の放電抵抗器と、

前記第1の自己消弧型半導体素子に対する前記第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第3の放電抵抗器と、

前記第4の自己消弧型半導体素子に対する前記第2のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第4の放電抵抗器とを備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項15】 中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、

前記正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、

前記自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、

前記第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と前記中間電位点との間に接続された第1のクランプダイオードと、

前記第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と前記中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、

前記正アームと前記負アームとの接続点に接続された出力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、

前記正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、

前記第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに第1および第2のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、

前記第1の自己消弧型半導体素子に対する前記第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第1のダイオードおよび第1の回収コンデンサと、

前記第 4 の自己消弧型半導体素子に対する前記第 2 のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第 2 のダイオードおよび第 2 の回収コンデンサと、

前記第 1 のクランプダイオードに対する前記第 3 のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第 3 のダイオード、第 1 のリアクトルおよび第 3 の回収コンデンサと、前記第 2 のクランプダイオードに対する前記第 4 のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と前記中間電位点との間に接続された第 4 のダイオード、第 2 のリアクトルおよび第 4 の回収コンデンサと、前記第 1 の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、前記中間電位点で分割される前記直流電源の正側に回生する第 1 の電力回生回路と、

前記第 2 の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、前記中間電位点で分割される前記直流電源の負側に回生する第 2 の電力回生回路と、

前記第 3 の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、前記中間電位点で分割される前記直流電源の正側に回生する第 3 の電力回生回路と、

前記第 4 の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、前記中間電位点で分割される前記直流電源の負側に回生する第 4 の電力回生回路とを備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 16】 前記第 1、第 2、第 3 および第 4 の回収コンデンサと、前記第 1、第 2、第 3 および第 4 の電力回生回路とは、それぞれ複数の相について共通に接続されたことを特徴とする請求項 15 の電力変換装置。

【請求項 17】 前記第 1、第 2、第 3 および第 4 の回収コンデンサにそれぞれ並列接続された第 5、第 6、第 7 および第 8 の回収コンデンサを設け、

前記第 5、第 6、第 7 および第 8 の回収コンデンサと、前記第 1、第 2、第 3 および第 4 の電力回生回路とは、それぞれ複数の相について共通に接続されたことを特徴とする請求項 15 の電力変換装置。

【請求項 18】 前記第 3 および第 4 のスナバ回路のスナバコンデンサは、第 1 および第 2 のスナバ回路のスナバコンデンサの静電容量よりも低減された静電容量を有し、前記第 3 および第 4 のスナバ回路を構成するスナバコンデンサに蓄積されるエネルギーを減じたことを特徴とする請求項 13、請求項 14、請求項 15、請求項 16 または請求項 17 の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は自己消弧型半導体素子を適用して構成される直流から交流へ電力を変換するインバータ装置、交流から直流へ電力を変換するコンバータ装置または 3 レベルインバータ装置等を含む電力変換装置に関し、特に小形化およびコストダウンならびに高

効率化を実現するとともに信頼性を向上させた電力変換装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 図 27 は例えば抵抗器による損失を無くしたスナバ回路を適用したインバータ装置からなる従来の電力変換装置を示す回路構成図である。このような電力変換装置は、例えば、1985 年にジェイ・シー・ベンディーン他 (J. C. BENDIEN et al) がアイ・イー・イー・イー・ピー・イー・エス・シー (IEEE PES) の第 165 頁～第 170 頁で発表した「高スイッチング周波数を用いたパワー電子アプリケーションにおけるスナバエネルギーの回復回路 (RECOVERY CIRCUIT FOR SNUBBER ENERGY IN POWER ELECTRONICS APPLICATIONS WITH HIGH SWITCHING FREQUENCIES)」に記載されている。

【0003】 図 27 において、1a、1b は例えば IGBT、GTO サイリスタなどからなる自己消弧型半導体素子であり、ここでは、GTO サイリスタ (以下、単に GTO という) の場合を例にとって説明する。2a、2b は GTO 1a、1b にそれぞれ逆並列接続されたフリーホイールダイオード、A は GTO 1a と GTO 1b との接続点に設けられた出力端子である。

【0004】 3 は GTO 1a に並列接続されたスナバダイオード、4 はスナバダイオード 3 に直列接続されたスナバコンデンサであり、スナバダイオードおよびスナバコンデンサ 4 は、GTO 1a に対するスナバ回路を構成している。5 は GTO 1a に直列接続されたリアクトルである。

【0005】 6 はスナバダイオード 3 とスナバコンデンサ 4 との接続点に接続された極性ダイオード、7 は極性ダイオード 6 に直列接続されて他端が GTO 1b に接続された回収コンデンサであり、回収コンデンサ 7 は、極性ダイオード 6 を介して、リアクトルの蓄積エネルギーを回収するようになっている。スナバコンデンサ 4、極性ダイオード 6 および回収コンデンサ 7 は、GTO 1b に対するスナバ回路を構成している。

【0006】 8 は極性ダイオード 6 と回収コンデンサ 7 との接続点に接続された電力回生回路、9 はリアクトル 5、GTO 1a、1b からなる直列回路の両端間ならびに電力回生回路 8 の両端間に接続された直流電源、P、N は直流電源 9 の正負母線である。

【0007】 電力回生回路 8 は、一例として、直流電源 9 の両端間に直列接続されたリアクトル 10 およびダイオード 11 と、リアクトル 10 とダイオード 11 との接続点と極性ダイオード 6 と回収コンデンサ 7 との接続点との間に接続されたスイッチ素子 12 とからなる降圧チョッパにより構成されている。

【0008】 回収コンデンサ 7 は、GTO 1b のスイッ

チング動作により、リアクトル5およびスナバコンデンサ4に蓄えられたエネルギーを回収し、回収コンデンサ7に過剰に蓄えられたエネルギーは、電力回生回路8により直流電源9に回生されるようになっている。

【0009】図28はインバータ装置からなる従来の電力変換装置の他の例を示す回路構成図である。このような電力変換装置は、例えば、特公昭62-15023号公報「スナバ回路」に記載されている。図28において、1a、1b、2a、2b、A、7、9およびP、Nは前述と同様のものである。

【0010】3a、4aはGTO1aに並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサであり、GTO1aに対するスナバ回路を構成している。3b、4bはGTO1bに並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサであり、GTO1bに対するスナバ回路を構成している。5a、5bはGTO1a、1bに直列接続されたリアクトルであり、この場合、出力端子Aはリアクトル5aとリアクトル5bとの接続点に設けられている。

【0011】回収コンデンサ7は、GTO1a、1bのスイッチング動作により、リアクトル5a、5bおよびスナバコンデンサ4a、4bに蓄えられたエネルギーを回収するようになっている。13は回収コンデンサ7の両端間および直流電源9の両端間に接続された電力処理装置であり、具体的な回路の記載を省略するが、抵抗器による損失を無くしたスナバ回路を適用したインバータ装置から構成されている。

【0012】次に、電力変換装置が3レベルインバータ装置の場合の従来構成について説明する。従来の3レベルインバータ装置の基本構成は、例えば、特開昭55-43996号公報に示されている。この場合、3レベルインバータ装置を構成する自己消弧型半導体素子として、電圧上昇率及び電流上昇率に制約のあるもの、例えば、GTOを適用する場合には、スナバ回路を必要とする。

【0013】図29は抵抗器による損失を無くしたスナバ回路を適用した3レベルインバータ装置からなる従来の電力変換装置を示す回路構成図である。このような電力変換装置は、例えば、特開平1-198280号公報「3点インバータ」に記載されている。

【0014】図29において、1a、1b、2a、2b、3a、3b、4a、4bおよび5a、5bは前述と同様のものであり、X、6a、6b、7a、7b、8a、8b、9a、9bは、それぞれ、出力端子A、極性ダイオード6、回収コンデンサ7、電力回生回路8、直流電源9に対応している。

【0015】1c、1dは各GTO1a、1bに直列接続されたGTO、2c、2dは、各GTO1c、1dに並列接続されたフリーホイールダイオードである。また、回収コンデンサ7a、7bは、極性ダイオード6

a、6bを介して、各アノードリアクトル5a、5bの蓄積エネルギーを回収するようになっている。

【0016】このような3レベルインバータ装置からなる電力変換装置の場合、中間電位点Cで分割された直列の直流電源9a、9bに対応して、それぞれ同様の構成からなる対称回路を有する。即ち、GTO1a、1cは、正側母線Pに接続された正アームを構成し、GTO1d、1bは、負側母線Nに接続された負アームを構成し、スナバ回路3a、4a、6a、7aおよび電力回生回路8aは正アーム1a、1cに関連し、スナバ回路3b、4b、6b、7bおよび電力回生回路8bは負アーム1d、1bに関連している。

【0017】この場合、出力端子Xは、GTO1cとGTO1dとの接続点、即ち正アームと負アームとの接続点に設けられている。14a、14bはスナバコンデンサ4a、4bと回収コンデンサ7a、7bとの間にそれぞれ挿入されたクランプダイオードであり、GTO1a、1cの接続点および1d、1bの接続点と中間電位点Cとの間に挿入されている。

【0018】スナバダイオード3aおよびスナバコンデンサ4aは、GTO1aに対するスナバ回路を構成し、スナバダイオード3bおよびスナバコンデンサ4bは、GTO1bに対するスナバ回路を構成している。また、スナバコンデンサ4a、極性ダイオード6aおよびスナバコンデンサ7aは、GTO1dに対するスナバ回路を構成し、スナバコンデンサ4b、極性ダイオード6bおよび回収コンデンサ7bは、GTO1cに対するスナバ回路を構成している。

【0019】回収コンデンサ7aは、GTO1a、1dのスイッチング動作により、リアクトル5aおよびスナバコンデンサ4aに蓄えられたエネルギーを回収し、回収コンデンサ7bは、GTO1c、1bのスイッチング動作により、リアクトル5bおよびスナバコンデンサ4bに蓄えられたエネルギーを回収するようになっている。また、回収コンデンサ7a、7bに過剰に蓄えられたエネルギーは、電力回生回路8a、8bにより直流電源9a、9bに回生されるようになっている。

【0020】図30および図31は、スナバ回路に蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する手段を備えた3レベルインバータ装置からなる従来の電力変換装置を示す回路構成図であり、このような電力変換装置は、上記特開平1-198280号公報に記載されている。図において、1a~1d、2a~2d、3a、3b、4a、4b、5a、5b、6a、6b、7a、7b、8a、8b、9a、9bおよび14a、14bは図29内のものと同様のものである。

【0021】なお、近年は、GTO1a~1dとフリーホイールダイオード2a~2dとを一体化した逆導通GTOも開発されており、それを適用した場合、フリーホイールダイオード2a~2dは省略され得る。

【0022】スナバダイオード3cおよびスナバコンデンサ4cはGTO1cに並列接続されたスナバ回路を構成し、スナバダイオード3dおよびスナバコンデンサ4dはGTO1dに並列接続されたスナバ回路を構成する。15は正負母線P、N間に接続された変成器、16は変成器15に直列接続されたダイオード、17は変成器15のリセット抵抗器である。

【0023】18は変成器15、ダイオード16およびリセット抵抗器17に代えて挿入された放電抵抗器であり、スナバ回路3c、4cおよび3d、4dの各接続点間に接続されている。

【0024】図31においては、図30内の直流電源9a、9bの正負母線PN間へのエネルギー回路(変成器15、ダイオード16およびリセット抵抗器17)に対応させて、放電抵抗器18が部分的に示されている。図31から明らかなように、スナバコンデンサ4c、4dに蓄積されたエネルギーは、放電抵抗器18で消費されるようになっている。

【0025】次に、図27～図31を参照しながら、従来の電力変換装置の動作について説明する。例えば、図27に示した電力変換装置(インバータ装置)においては、回収コンデンサ7の耐圧仕様として、直流電源9の電圧以上のものが要求される。また、GTO1a、1bをインバータの自己消弧型半導体素子として用いた場合、直流電源9の電圧は数1000Vとなる。

【0026】従って、このようなインバータ装置を構成した場合、回収コンデンサ7には、1000A以上のスナバ放電電流、または、GTO1a、1bを遮断した負荷電流が流れ込むことになり、回収コンデンサ7において、相当量の熱損失が発生する。

【0027】この熱損失を抑制する方法としては、回収コンデンサ7に冷却装置を設けるか、または、大形コンデンサを適用して回収コンデンサ7の熱容量を大きくすることが考えられるが、いずれにしても、インバータ装置が大形化してしまう。

【0028】また、回収コンデンサ7の充電電圧が直流電源9の電圧以上であるため、電力再生回路8の構成要素の耐圧仕様は全て直流電源9の電圧以上が要求される。この結果、スイッチ素子12の高周波スイッチング動作が困難となるため、リアクトル10を小形化することができず、従って、電力再生回路8の大形化、ひいてはインバータ装置が大形化することになる。

【0029】また、図28に示したインバータ装置の場合は、回収コンデンサ7の低電圧化を実現することのできる構成になっているが、スナバコンデンサ4a、4bと回収コンデンサ7との3つのコンデンサが直列に接続されているため、直流電源9を投入した初期状態(GTO1a、1bがオフ状態)において、回収コンデンサ7は、「点(図28参照)」を付していない電極を正極として充電される。

【0030】一方、通常運転時において、回収コンデンサ7は、「点」を付した電極を正極として充電されている状態が要求される。従って、電力処理装置13には正負両極性に対して耐圧を持たせる必要があり、電力処理装置13の構成が複雑となってしまう。

【0031】更に、GTO1a、1bに対してスナバコンデンサ4a、4bを備えているが、2つのコンデンサ4a、4bの配置や容量選定次第によっては、GTO1a、1bに対してスナバコンデンサ4a、4bを設ける必要はなくなる(図27内のスナバコンデンサ4参照)。従って、回路構成の改良により、図28内のインバータ装置の構成要素は低減可能であることが容易に想像することができる。

【0032】なお、直流電源9の電圧が数1000Vとなるインバータ装置の場合、スナバコンデンサ4a、4bの耐圧は、直流電源9の電圧以上が要求され、かつ、GTO1a、1bの破壊原因の1つとなる、電流遮断時に発生するスパイク電圧を低減するため、スナバコンデンサ4a、4bの低インダクタンス化が要求される。従って、スナバコンデンサ4a、4bは、直流電源9の高電圧化に伴って、大形化および高コスト化を招き、ひいてはインバータ装置が大形化および高コスト化することになる。

【0033】更に、出力端子Aの両側にリアクトル(アノードリアクトル)5a、5bが配置されているため、2つのリアクトル5a、5bのインダクタンス値を合わせる必要があるうえ、GTO1a、1bの電流遮断時の電圧上昇率を抑制するためのスナバコンデンサ4a、4bを設ける必要がある。

【0034】上記構成をとる理由は、電流遮断時にリアクトル5aまたは5bに必ず負荷電流が流れている状態となることから、GTO1a、1bのスイッチング時に負荷電流変化があった場合に、リアクトル5aまたは5bに電圧が誘起されて、電流遮断途中のGTO1a、1bにスパイク電圧が印加されることから防止するためである。このため、インバータ装置の構成要素が多くなり、ひいては大形化、高コスト化することになる。

【0035】更に、図29に示した3レベルインバータ装置の場合も、図27のインバータ装置の場合と同様に、回収コンデンサ7a、7bの耐圧仕様として、直流電源9a、9bの電圧以上が要求され、電力再生回路8a、8bが大形化する。

【0036】また、図30に示した3レベルインバータ装置において、各GTO1a～1dにかかる電圧上昇率( $dv/dt$ )は、例えば、GTO1aについてはスナバダイオード3aおよびスナバコンデンサ4aからなるスナバ回路により抑制され、他のGTO1b～1dについても同様に各スナバ回路により抑制される。また、電流上昇率( $di/dt$ )については、アノードリアクトル5aにより、GTO1a、1dにかかる電流上昇率が



抑制され、アノードリアクトル5bにより、GTO1c、1bにかかる電流上昇率が抑制される。

【0037】図30の3レベルインバータ装置においては、スナバコンデンサ4aおよびアノードリアクトル5aに蓄積されたエネルギーは、極性ダイオード6aを介して回収コンデンサ7aに回収され、スナバコンデンサ4bおよびアノードリアクトル5bに蓄積されたエネルギーは、極性ダイオード6bを介して回収コンデンサ7bに回収される。

【0038】ここで、回収コンデンサ7a、7bは、それぞれ直流電源9a、9bの電圧値よりも、好ましくは高い電圧値に充電されている。回収コンデンサ7a、7bの過充電電圧は、アノードリアクトル5a、5bに蓄積されたエネルギーを高速に回収コンデンサ9A、9Bに回収するために必要となる。

【0039】回収コンデンサ7aに回収された過剰なエネルギーは、スイッチ12a、ダイオード11a、リアクトル10aからなる公知の降圧チョップを電力エネルギー回生回路として用いることにより、直流電源9aに回生される。また、回収コンデンサ7bについても、過剰エネルギーが同様に直流電源9bに回生される。また、図31において、スナバコンデンサ4c、4dに蓄積されたエネルギーは、放電抵抗器18で消費される。

#### 【0040】

【発明が解決しようとする課題】従来の電力変換装置は以上のように、例えば、図27のインバータ装置の場合は、回収コンデンサ7の耐圧として直流電源9の電圧以上が要求され、回収コンデンサ7に1000A以上のスナバ放電電流またはGTO遮断時の負荷電流が流れ込み、これにより、回収コンデンサ7において相当量の熱損失が発生するという問題点があった。

【0041】また、上記問題点を解決しようとして、回収コンデンサ7に冷却装置を設けるか、または回収コンデンサ7の熱容量を大きくすると、装置全体が大形化するという問題点があった。また、回収コンデンサ7の充電電圧が直流電源9の電圧以上であるため、電力回生回路8の構成要素の耐圧が全て直流電源9の電圧以上が要求され、従って、リアクトル10を小形化することができず、電力回生回路8の大形化、ひいては装置全体が大形化するという問題点があった。

【0042】また、図28のインバータ装置の場合は、回収コンデンサ7の低電圧化が図れるものの、スナバコンデンサ4a、4bおよび回収コンデンサ7が直列接続されていることから、回収コンデンサ7が、直流電源9を投入した初期状態においては点を付していない電極が正極として充電され、通常運転時には点を付した電極が正極として充電されるので、電力処理装置13に正負両極性の耐圧を持たせる必要があり、電力処理装置13の構成が複雑になるという問題点があった。

【0043】また、図28のインバータ装置において、

直流電源9の電圧が数1000Vとなる場合、スナバコンデンサ4a、4bは、直流電源9の電圧以上の耐圧が要求され、かつ、GTO電流遮断時に発生するスパイク電圧を低減するために低インダクタンス化が要求されるので、直流電源9の高電圧化に伴い大形化、高コスト化を招き、ひいては装置全体の大形化および高コスト化を招くという問題点があった。

【0044】更に、出力端子Aの両側のリアクトル5a、5bのインダクタンス値を合わせる必要があるうえ、GTO1a、1bの電流遮断時の電圧上昇率を抑制するためにスナバコンデンサ4a、4bを設ける必要があり、装置全体の構成要素が多くなるため、大型化および高コスト化を招くという問題点があった。

【0045】同様に、図29または図30に示した3レベルインバータ装置の場合は、回収コンデンサ7a、7bの耐圧として直流電源9a、9bの電圧以上が要求されるため、電力回生回路8a、8bが大形化し、装置全体が大形化するという問題点があった。

【0046】また、図30のように、スナバコンデンサ4c、4dに蓄積された電力エネルギーを、変成器15およびダイオード16を介して正負母線P、Nに回生する場合は、リセット電圧がスナバダイオード4c、4dおよびリセット抵抗器17で生じる電圧降下分に限られるため、変成器15のリセット時間が長くなるという問題点があった。また、エネルギー回生手段として変成器15を用いると、多相インバータ装置を構成する場合、各相について変成器15を設ける必要があり、装置が大形化および高コスト化するという問題点があった。

【0047】更に、図31のように、放電抵抗器18によりスナバコンデンサ4c、4dに蓄積された電力エネルギーを消費する場合は、効率が低下するという問題点があった。

【0048】この発明は上記のような問題点を解決するためになされたもので、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを低電圧化するとともにその充電極性を片極性により、自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減した電力変換装置を得ることを目的とする。

【0049】また、この発明は、スナバコンデンサおよびアノードリアクトルに蓄積されるエネルギーを回収する回収コンデンサの耐圧を低減させた電力変換装置を得ることを目的とする。

【0050】また、この発明は、放電抵抗器で消費していたエネルギーを回収コンデンサに回収することにより、回収した電力エネルギーを変成器を用いることなく直流電源に回生可能にした電力変換装置を得ることを目的とする。

【0051】また、この発明は、回収コンデンサおよび電力エネルギー回生回路を複数の相で共用することにより、装置全体の構成を簡素化して小形化およびローコス

ト化を実現した電力変換装置を得ることを目的とする。

【0052】また、この発明は、放電抵抗器で消費されるエネルギーを蓄積するためにクランプダイオードに並列接続されたスナバコンデンサの静電容量を減じることによって、消費されるエネルギーを減らし、効率向上を実現した電力変換装置を得ることを目的とする。

【0053】

【課題を解決するための手段】この発明の請求項1に係る電力変換装置は、直流電源の正負母線間に直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、第1および第2の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1および第2のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に直列接続されたリアクトルと、第2の自己消弧型半導体素子とリアクトルとの接続点に設けられた出力端子と、第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第3のダイオードからなるスナバ回路と、第1のコンデンサと第3のダイオードとの接続点と出力端子との間に直列接続された第2のコンデンサおよび第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作によって第2のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する電力回生回路とを備えたものである。

【0054】また、この発明の請求項2に係る電力変換装置は、直流電源の正負母線間に直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、第1および第2の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1および第2のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に直列接続されたリアクトルと、第1の自己消弧型半導体素子とリアクトルとの接続点に設けられた出力端子と、第2の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第3のダイオードからなるスナバ回路と、第1のコンデンサと第3のダイオードとの接続点と出力端子との間に直列接続された第2のコンデンサおよび第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作によって第2のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する電力回生回路とを備えたものである。

【0055】また、この発明の請求項3に係る電力変換装置は、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、第2の自己消弧型半導体素子と第1のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、第3の自己消弧型半導体素子と第2のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、第2の自己消弧型半導体素

子と第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、第1のリアクトルと第2の自己消弧型半導体素子との接続点と第1のコンデンサと第7のダイオードとの接続点との間に直列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードと、第2のリアクトルと第3の自己消弧型半導体素子との接続点と第2のコンデンサと第8のダイオードとの接続点との間に直列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードと、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作により第3および第4のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する第1および第2の電力回生回路とを備えたものである。

【0056】また、この発明の請求項4に係る電力変換装置は、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、第2の自己消弧型半導体素子と第1のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、第3の自己消弧型半導体素子と第2のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、第2の自己消弧型半導体素子と第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、第5のダイオードに並列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードからなる第3のスナバ回路と、第6のダイオードに並列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードからなる第4のスナバ回路と、第3のコンデンサと第9のダイオードとの接続点と第1のコンデンサと第7のダイオードとの接続点との間に直列接続された第5のコンデンサおよび第11のダイオードと、第2のコンデンサと第8のダイオードとの接続点と第4のコンデンサと第10のダイオードとの接続点との間に直列接続された第6のコンデンサおよび第12のダイオードと、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作により第5および第6のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する第1および第2の電力回生回路とを備えたものである。

【0057】また、この発明の請求項5に係る電力変換

装置は、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、第2の自己消弧型半導体素子と第1のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、第3の自己消弧型半導体素子と第2のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、第2の自己消弧型半導体素子と第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、第5のダイオードに並列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードからなる第3のスナバ回路と、第6のダイオードに並列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードからなる第4のスナバ回路と、第3のコンデンサと第9のダイオードとの接続点と第1のコンデンサと第7のダイオードとの接続点との間に接続された第1の抵抗器と、第2のコンデンサと第8のダイオードとの接続点と第4のコンデンサと第10のダイオードとの接続点との間に接続された第2の抵抗器とを備えたものである。

【0058】また、この発明の請求項6に係る電力変換装置は、請求項1または請求項2において、正負母線間に直列接続されたコンデンサおよびダイオードと、ダイオードに並列接続された抵抗器とからなる電圧クランプ回路を設けたものである。

【0059】また、この発明の請求項7に係る電力変換装置は、請求項3、請求項4または請求項5において、正負母線と中間電位点との間にそれぞれ直列接続されたコンデンサおよびダイオードと、ダイオードに並列接続された抵抗器とからなる電圧クランプ回路を複数個設けたものである。

【0060】また、この発明の請求項8に係る電力変換装置は、請求項1または請求項2において、正負母線間に直列接続されたコンデンサおよびダイオードからなる電圧クランプ回路を設けるとともに、コンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する電力回生回路を設けたものである。

【0061】また、この発明の請求項9に係る電力変換装置は、請求項3、請求項4または請求項5において、正負母線と中間電位点との間にそれぞれ直列接続されたコンデンサおよびダイオードからなる電圧クランプ回路を複数個設けるとともに、コンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する電力回生回路を設けたもので

ある。

【0062】また、この発明の請求項10に係る電力変換装置は、請求項1または請求項2において、電力回生回路は、第2のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを直流電源に回生するとともに、第2のコンデンサの充電電圧を直流電源の電圧よりも低い値に制御するものである。

【0063】また、この発明の請求項11に係る電力変換装置は、請求項3において、第1および第2の電力回生回路は、第3および第4のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを直流電源に回生するとともに、第3および第4のコンデンサの充電電圧を直流電源の電圧よりも低い値に制御するものである。

【0064】また、この発明の請求項12に係る電力変換装置は、請求項4において、第1および第2の電力回生回路は、第5および第6のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを直流電源に回生するとともに、第5および第6のコンデンサの充電電圧を直流電源の電圧よりも低い値に制御するものである。

【0065】また、この発明の請求項13に係る電力変換装置は、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第1のクランプダイオードと、第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、正アームと負アームとの接続点に接続された出力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに第1および第2のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、第1の自己消弧型半導体素子に対する第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第1のダイオードおよび第1の回収コンデンサと、第4の自己消弧型半導体素子に対する第2のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第2のダイオードおよび第2の回収コンデンサと、第1のクランプダイオードに対する第3のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第1の放電抵抗器と、第2のクランプダイオードに対する第4のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第2の放電抵抗器と、第1の回収コンデンサからエネルギーを取り

出して、中間電位点で分割される直流電源の正側に再生する第1のエネルギー再生回路と、第2の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の負側に再生する第2のエネルギー再生回路とを備えたものである。

【0066】また、この発明の請求項14に係る電力変換装置は、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第1のクランプダイオードと、第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、正アームと負アームとの接続点に接続された出力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに第1および第2のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、第1のクランプダイオードに対する第3のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第1の放電抵抗器と、第2のクランプダイオードに対する第4のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第2の放電抵抗器と、第1の自己消弧型半導体素子に対する第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第3の放電抵抗器と、第4の自己消弧型半導体素子に対する第2のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第4の放電抵抗器とを備えたものである。

【0067】また、この発明の請求項15に係る電力変換装置は、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第1のクランプダイオードと、第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、正アームと負アームとの接続点に接続された出力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに第1および第2

のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、第1の自己消弧型半導体素子に対する第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第1のダイオードおよび第1の回収コンデンサと、第4の自己消弧型半導体素子に対する第2のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第2のダイオードおよび第2の回収コンデンサと、第1のクランプダイオードに対する第3のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第3のダイオード、第1のリアクトルおよび第3の回収コンデンサと、第2のクランプダイオードに対する第4のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第4のダイオード、第2のリアクトルおよび第4の回収コンデンサと、第1の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の正側に再生する第1のエネルギー再生回路と、第2の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の負側に再生する第2のエネルギー再生回路と、第3の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の正側に再生する第3のエネルギー再生回路と、第4の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の負側に再生する第4のエネルギー再生回路とを備えたものである。

【0068】また、この発明の請求項16に係る電力変換装置は、請求項15において、第1、第2、第3および第4の回収コンデンサと、第1、第2、第3および第4のエネルギー再生回路とは、それぞれ複数の相について共通に接続されたものである。

【0069】また、この発明の請求項17に係る電力変換装置は、請求項15において、第1、第2、第3および第4の回収コンデンサにそれぞれ並列接続された第5、第6、第7および第8の回収コンデンサを設け、第5、第6、第7および第8の回収コンデンサと、第1、第2、第3および第4のエネルギー再生回路とは、それぞれ複数の相について共通に接続されたものである。

【0070】また、この発明の請求項18に係る電力変換装置は、請求項13、請求項14、請求項15、請求項16または請求項17において、第3および第4のスナバ回路のスナバコンデンサは、第1および第2のスナバ回路のスナバコンデンサの静電容量よりも低減された静電容量を有し、第3および第4のスナバ回路を構成するスナバコンデンサに蓄積されるエネルギーを減じたものである。

【0071】

【作用】この発明においては、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制す

る機能を損なうことなく、スナバ回路の構成要素を低減し、また、スナバ回路及びリアクトルの蓄積エネルギー回収用の回収コンデンサを低電圧化することにより、装置全体の構成を簡素化する。

【0072】また、この発明においては、回収コンデンサに回収された過剰エネルギーを取り出して直流電源に回生し、回収コンデンサの充電電圧を低電圧に一定制御する電力回生回路を用いることにより、高効率化を実現する。

【0073】また、この発明においては、回収コンデンサを直流電源の直流母線の正側母線および負側母線に接続することにより、回収コンデンサの充電電圧値を低減して耐圧の低減化を可能にする。

【0074】また、この発明においては、エネルギー回生回路を放電抵抗器に置換することにより、構成要素を低減する。

【0075】また、この発明においては、回収コンデンサにより、放電抵抗器で消費されていた全てのエネルギーを回収し、更に、エネルギー回生回路により、回収したエネルギーを變成器を用いることなく直流電源に回生する。

【0076】また、この発明においては、回収コンデンサおよびエネルギー回生回路を複数の相で共用可能にする。

【0077】また、この発明においては、クランプダイオードに接続されるスナバコンデンサにより、蓄積エネルギーを低減し、放電抵抗器で消費されていたエネルギーの低減を実現する。

【0078】

【実施例】実施例1. 以下、この発明の実施例1を図について説明する。図1はインバータ装置を例にとった場合のこの発明の実施例1（請求項1に対応）を示す回路構成図であり、1a、1b、2a、2b、3、4～9、A、PおよびNは前述（図27参照）と同様のものである。従って、ここでは、自己消弧型半導体素子1a、1bとして、GTO（ゲートターンオフ）サイリスタを用いているものとする。

【0079】但し、この場合、各要素の接続関係が異なり、出力端子Aは、リアクトル5とGTO1bとの接続点に設けられている。なお、矢印（イ）、（ロ）は負荷電流 $I_o$ の向きを示している。GTO1aのスナバ回路を構成するスナバダイオード3は、GTO1aのカソード側に接続され、スナバコンデンサ4は正側母線Pに接続されている。

【0080】GTO1bのスナバ回路を構成する回収コンデンサ7は、電力回生回路8の両入力端子間に挿入され、回収コンデンサ7の充電方向を決定する極性ダイオード6は、GTO1bのアノード側に接続されている。なお、極性ダイオード6および回収コンデンサ7の位置は、入れ換えられても何ら回路動作には影響を及ぼさない。また、電力回生回路8の具体的な回路構成例につい

ては、後述の実施例5において詳述する。

【0081】電力回生回路8は、回収コンデンサ7から過剰なエネルギーを取り出し、インバータ装置の直流電源9に回生し、かつ回収コンデンサ7の充電電圧を図中「点」を付した電極を正極として、直流電源9の電圧Eよりも低い電圧eに、ほぼ一定に制御する機能を有する。ここで、電圧eは電圧Eの数分の1程度である。

【0082】図2はGTO1a、1bのスイッチングモードと出力端子Aの電圧の関係を示す説明図、図3は負荷電流 $I_o$ の流れる経路を示す説明図である。以下、図2および図3を参照しながら、図1に示したこの発明の実施例1の動作について説明する。まず、負荷電流 $I_o$ の向きが矢印（イ）の場合の2つのスイッチングモード（図2参照）における回路動作について説明する。

【0083】モード「1」（図2参照）の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「1」（図3参照）で流れており、出力端子Aの電圧は0であり、スナバコンデンサ4は電圧（E+e）に充電されている。この状態から、GTO1bをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1aをターンオンさせる場合を考える。ここで、GTO1bをターンオフさせても回路状態は変化しない。

【0084】GTO1aをターンオンさせると、リアクトル5に直流電源9の電圧Eが印加されることにより、GTO1aにかかる電流上昇率（ $di/dt$ ）がリアクトル5により抑制されつつ、負荷電流 $I_o$ は経路「2」に流れ始める。このときの電流上昇率 $di/dt$ は、以下の（1）式から求められる。但し、（1）式において、 $L_s$ はリアクトル5のインダクタンスである。

【0085】 $di/dt = E/L_s \dots (1)$

【0086】また、スナバコンデンサ4は、経路「3」により電圧0まで放電される。このとき、経路「3」により、スナバコンデンサ4の電力エネルギーは、回収コンデンサ7に回収される。このため、リアクトル5に流れる電流は、負荷電流 $I_o$ 以上となる。

【0087】従って、スナバコンデンサ4の放電直後においては、リアクトル5に過剰エネルギーが蓄積されているが、スナバダイオード3が導通するため、経路「4」により、過剰エネルギーは回収コンデンサ7に回収される。この結果、リアクトル5の電流は、負荷電流 $I_o$ の値に収束する。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「2」に流れ、出力端子Aの電圧はEとなる。

【0088】次に、モード「2」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「2」で流れており、出力端子Aの電圧はEであり、スナバコンデンサ4の電圧は0である。この状態から、GTO1aをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1bをターンオンさせる場合を考える。

【0089】GTO1aをターンオフさせると、負荷電流 $I_o$ が遮断されて経路「5」にバイパスされる。この

とき、スナバコンデンサ4が負荷電流 $I_o$ によって充電されることにより、GTO1aにかかる電圧上昇率( $dv/dt$ )はスナバコンデンサ4により抑制される。このときの電圧上昇率 $dv/dt$ は、以下の(2)式から求められる。但し、(2)において、 $C_s$ はスナバコンデンサ4の静電容量である。

$$【0090】 dv/dt = I_o / C_s \quad \cdots (2)$$

【0091】また、スナバコンデンサ4は電圧( $E+e$ )まで充電され、フリーホイールダイオード2bが導通するため、負荷電流 $I_o$ は経路「1」により流れ始める。この充電直後においては、リアクトル5に過剰にエネルギーが蓄積されているが、経路「4」により、過剰エネルギーは回収コンデンサ7に回収される。従って、リアクトル5の電流は0に収束する。

【0092】ここで、短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1bをターンオンさせても回路状態は変化しない。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「1」に流れ、出力端子Aの電圧は0となる。

【0093】次に、負荷電流 $I_o$ の向きが矢印(口)の\*

$$dv/dt = I_o / \{C_s C_o / (C_s + C_o)\} \quad \cdots (3)$$

【0096】ここで、以下の(4)式の関係を満足するように、即ち、スナバコンデンサ4の静電容量 $C_s$ よりも十分大きくなるように回収コンデンサ7の静電容量 $C_o$ を選定すれば、等価的に、(3)式の電圧上昇率は、(2)式の電圧上昇率と同じ値となる。

$$【0097】 C_o \gg C_s \quad \cdots (4)$$

【0098】スナバコンデンサ4は、電圧0まで放電され、スナバコンデンサ4の電力エネルギーは回収コンデンサ7に回収される。また、フリーホイールダイオードが導通するための負荷電流 $I_o$ は、経路「8」より流れ始める。ここで、短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1bをター

ンオンさせても回路状態は変化しない。

【0099】以上の過程を経て、負荷状態 $I_o$ は経路「8」に流れ、出力端子Aの電圧は $E$ となる。ここで、経路「7」にリアクトルなどがいないため、つまり、GTO1bに対して順方向にスパイク電圧を印加させる構成要素がないため、GTO1bの電流遮断時の印加電圧は0より上昇し、その電圧上昇率 $dv/dt$ を上記(3)式のように抑制することができる。

【0100】モード「2」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路8で流れており、出力端子Aの電圧は $E$ であり、スナバコンデンサ4の電圧は0である。この状態から、GTO1aをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1bをターンオンさせる場合を考える。ここで、GTO1aをターンオフさせても回路状態は変化しない。

【0101】GTO1bをターンオンさせると、リアクトル5に直流電源9の電圧 $E$ が印加されることにより、GTO1bにかかる電流上昇率 $dv/dt$ がリアクトル5により抑制されつつ、負荷電流 $I_o$ は経路6に流れ始

\*場合の2つのスイッチングモードにおける回路動作について説明する。まず、モード「1」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「6」に流れており、出力端子Aの電圧は0であり、スナバコンデンサ4の電圧は0である。この状態から、GTO1bをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1aをターンオンさせる場合を考える。

【0094】GTO1bをターンオフさせると、負荷電流 $I_o$ は遮断されて経路「7」にバイパスされる。このとき、スナバコンデンサ4が負荷電流 $I_o$ によって放電されることにより、GTO1bにかかる電圧上昇率( $dv/dt$ )はスナバコンデンサ4により抑制される。また、経路「7」にはスナバコンデンサ4および回収コンデンサ7が直列配置されているので、GTO1bにかかる電圧上昇率( $dv/dt$ )は、以下の(3)式から求められる。但し、 $C_o$ は回収コンデンサ7の静電容量である。

$$【0095】$$

める。このときの電流上昇率 $di/dt$ は、上記(1)式から求められる。

【0102】また、スナバコンデンサ4は、経路9により電圧( $E+e$ )まで充電される。このため、リアクトル5の電流の向きは、初期状態に流れていた電流の向きとは逆方向となる。従って、スナバコンデンサ4の充電直後においては、リアクトル5に過剰にエネルギーが蓄積されているが、スナバダイオード3が導通するため、経路「4」によりそのエネルギーは回収コンデンサ7に回収される。従って、リアクトル5の電流は0に収束する。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「6」に流れ、出力端子Aの電圧は0となる。

【0103】以上のように、図1に示すインバータ装置からなるこの発明の実施例1によれば、GTO1a、1bのスイッチング動作における電圧上昇率( $dv/dt$ )および電流上昇率( $di/dt$ )を抑制することができ、かつ、スナバコンデンサ4およびリアクトル5に蓄積された電力エネルギーを全て回収コンデンサ7に回収することができる。

【0104】また、図27に示した従来のインバータ装置においては、リアクトル5に蓄積されたエネルギーを回収コンデンサ7に回収する経路更にはスナバコンデンサ4の放電経路に直流電源9が含まれるため、回収コンデンサ7の充電電圧を低くすることが困難であったが、この発明の実施例1においては、放電経路に直流電源9が含まれない構成としたため、図1の回収コンデンサ7の充電電圧を低くすることができる。

【0105】また、図28に示した従来のインバータ装置においては、2つのスナバコンデンサ4a、4bと回収コンデンサ7とが直列接続されており、回収コンデン

サ7に両極性の電圧が印加されるため、回収コンデンサ7の充電電圧を低くすることが困難であったが、この発明の実施例1においては、回収コンデンサ7への両極性の電圧印加を極性ダイオード6により回避できる構成としたので、回収コンデンサ7の充電電圧を低くすることができる。

【0106】即ち、上記回路動作の詳細説明から明らかに、回収コンデンサ7の静電容量をスナバコンデンサ4の静電容量よりも大きく選ぶことにより、また、リアクトル5とGTO1bとの接続点から出力端子Aを引き出す構成とすることにより、GTO1bのスナバ回路の機能は、極性ダイオード6、回収コンデンサ7、スナバコンデンサ4からなる直列回路で十分果たし得る。

【0107】なお、電力回生回路8の回路自体はこの発明の特徴の主なるものではないが、電力回生回路8の具体的な回路を用いてこの発明の実施例1が実現可能であることを実施例5（後述する）において説明する。

【0108】実施例2. 上記実施例1では、図1に示したように、GTO1aに対するスナバ回路3、4を直列的に接続したが、GTO1bに対するスナバ回路を直列的に接続してもよい。

【0109】図4はインバータ装置を例にとった場合のこの発明の実施例2（請求項2に対応）を示す回路構成図であり、1a、1b、2a、2b、3～9、A、PおよびNは前述と同様のものである。この場合、GTO1bに対するスナバ回路3、4が直列的に接続されているが、回路動作については、図1の場合と全く対称的であるため説明は省略する。

【0110】実施例3. また、上記実施例1では、電力変換装置がインバータ装置の場合を示したが、図29のような3レベルインバータ装置であってもこの発明が適用できることは言うまでもない。

【0111】図5は3レベルインバータ装置を例にとった場合のこの発明の実施例3（請求項3に対応）を示す回路構成図であり、1a～1d、2a、2b、3a、3b、4a、4b、5a、5b、6a、6b、7a、7b、8a、8b、9a、9b、14a、14b、A、C、PおよびNは前述（図29参照）と同様のものである。

【0112】この場合、しばしば平滑コンデンサによって置換され得る直流電源9a、9bの電圧は、それぞれ $E/2$ とする。図6はGTO1a、1b、1c、1dのスイッチングモード「1」～「4」と出力端子Xの電圧との関係を示す説明図、図7は負荷電流 $I_o$ の流れる経路「1」～「17」を示す説明図である。

【0113】電力回生回路8a、8bは、前述と同様に、回収コンデンサ7a、7bの過剰なエネルギーを取り出し、直流電流9a、9bに回生し、かつ回収コンデンサ7a、7bの電圧を直流電源電圧 $E$ （ $=E/2$ ）の数の1程度の一定電圧 $e$ に制御する機能を有する。但

し、図中、回収コンデンサ7a、7bは、「点」を付した電極を正極として充電される。

【0114】以下、図6および図7を参照しながら、図5に示したこの発明の実施例3の動作について説明する。まず、負荷電流 $I_o$ の向きが矢印（イ）である場合の4つのスイッチングモードについて回路動作を説明する。

【0115】モード「1」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「1」で流れており、出力端子Xの電圧は0であり、スナバコンデンサ4aは電圧 $(E+e)$ に充電されており、スナバコンデンサ4bの電圧は0である。この状態から、GTO1dをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1bをターンオンさせる場合を考える。ここで、GTO1dをターンオフさせても回路状態は変化しない。

【0116】GTO1bをターンオンさせると、アノードリアクトル5bに直流電源9bの電圧 $E$ が印加されることにより、GTO1bにかかる電流上昇率 $di/dt$ がアノードリアクトル5bにより抑制されつつ、負荷電流 $I_o$ は経路「2」に流れ始める。このときの電流上昇率 $di/dt$ は、以下の（5）式から求められる。但し、 $L_s$ はアノードリアクトル5a、5bのインダクタンスである。

$$【0117】 di/dt = E/L_s \quad \dots (5)$$

【0118】その後、GTO1bに流れる電流が負荷電流 $I_o$ 以上となるが、その過剰な電流は経路「3」に流れることになり、スナバコンデンサ4bは電圧 $(E+e)$ まで充電される。スナバコンデンサ4bの充電直後においては、アノードリアクトル5bに過剰にエネルギーが蓄積されているが、経路「4」により、過剰エネルギーは回収コンデンサ7bに回収される。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路2に流れ、出力端子Xの電圧は $E/2$ となる。

【0119】また、モード「2」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「2」で流れており、出力端子Xの電圧は $E/2$ であり、スナバコンデンサ4a、4bは電圧 $(E+e)$ に充電されている。この状態から、GTO1cをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1aをターンオンさせる場合を考える。ここで、GTO1cをターンオフさせても回路状態は変化しない。

【0120】GTO1aをターンオンさせると、アノードリアクトル5aに直流電源9aの電圧 $E$ が印加されることにより、GTO1aにかかる電流上昇率 $di/dt$ がアノードリアクトル5aにより抑制されつつ、負荷電流 $I_o$ は経路「5」に流れ始める。このときの電流上昇率 $di/dt$ は、上記（5）式から求められる。

【0121】このとき、クランプダイオード14aは逆電圧が印加されてオフ状態となり、また、スナバコンデンサ4aは経路「6」により電圧0まで放電される。こ

の経路「6」により、スナバコンデンサ4aのエネルギーは回収コンデンサ7aに回収される。スナバコンデンサ4aの放電直後においては、アノードリアクトル5aに過剰にエネルギーが蓄積されているが、経路「7」により、過剰エネルギーは回収コンデンサ7aに回収される。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「5」に流れ、出力端子Xの電圧はEとなる。

【0122】モード「3」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「5」に流れており、出力端子Xの電圧はEであり、スナバコンデンサ4aの電圧は0であり、スナバコンデンサ4bは電圧 $(E+e)$ に充電されている。この状態から、GTO1aをターンオンさせ、短絡防止時間Td後にGTO1cをターンオフさせる場合を考える。

【0123】GTO1aをターンオフさせると、負荷電流 $I_o$ は遮断されて経路8にバイパスされる。このとき、スナバコンデンサ4aが負荷電流 $I_o$ によって充電されることにより、GTO1aにかかる電圧上昇率は、スナバコンデンサ4aにより抑制される。このときの電圧上昇率 $dv/dt$ は、以下の(6)式から求められる。但し、Csはスナバコンデンサ4a、4bの静電容量である。

$$【0124】 dv/dt = I_o / c_s \quad \dots (6)$$

【0125】スナバコンデンサ4aは電圧 $(E+e)$ まで充電され、クランプダイオード14aが導通するた \*

$$dv/dt = I_o / \{CsCo / (Cs + Co)\} \quad \dots (7)$$

【0129】ここで、以下の(8)式の関係を満足するように、即ち、スナバコンデンサ4a、4bの静電容量Csよりも十分大きくなるように回収コンデンサ7a、7bの静電容量Coを選定すれば、等価的に、(7)式の電圧上昇率は(6)式の電圧上昇率と同じ値となる。

$$【0130】 Co \gg Cs \quad \dots (8)$$

【0131】スナバコンデンサ4bは0まで放電され、スナバコンデンサ4bのエネルギーは回収コンデンサ7bに回収される。また、フリーホイールダイオード2dが導通するため、負荷電流は経路「1」に流れ始める。ここで、短絡防止時間Td後にGTO1dをターンオンさせても回路状態は変化しない。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「1」に流れ、出力端子Xの電圧は0となる。

【0132】なお、負荷電流 $I_o$ の向きが矢印(ロ)の場合での4つのスイッチングモード(図6)における回路動作については、上述の負荷電流 $I_o$ の向きが矢印(イ)の場合での回路動作と全く対称であるため、説明を省略する。

【0133】以上のように、図5に示すインバータ装置は、GTO1a、1b、1c、1dのスイッチング動作における電圧上昇率 $dv/dt$ および電流上昇率 $di/dt$ を抑制することができ、かつ、スナバコンデンサ4a、4b、アノードリアクトル5a、5bに蓄積された

\*め、負荷電流 $I_o$ は経路「2」に流れ始める。スナバコンデンサ4aの充電直後においては、アノードリアクトル5aに過剰にエネルギーが蓄積されているが、経路7により過剰エネルギーは回収コンデンサ7aに回収される。ここで、短絡防止時間Td後にGTO1cをターンオンさせても回路状態は変化しない。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「2」に流れ、出力端子Xの電圧は $E/2$ となる。

【0126】モード「4」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「2」で流れており、出力端子Xの電圧は $E/2$ であり、スナバコンデンサ4a、4bの電圧は $(E+e)$ である。この状態から、GTO1bをターンオフさせ、更に短絡防止時間Td後にGTO1dをターンオンさせる場合を考える。

【0127】GTO1bをターンオフさせると、負荷電流 $I_o$ が遮断され、経路「9」により負荷電流 $I_o$ が供給される。このとき、スナバコンデンサ4bが負荷電流 $I_o$ によって放電されることにより、GTO1bにかかる電圧上昇率が抑制される。経路「9」にはスナバコンデンサ4bおよび回収コンデンサ7bが直列配置されているので、その電圧上昇率 $dv/dt$ は、以下の(7)式から求められる。但し、Coは回収コンデンサ7a、7bの静電容量である。

【0128】

エネルギーを全て回収コンデンサ7a、7bに回収することができる。

【0134】なお、電力回生回路8a、8bについては、回路自体はこの発明の主なるものではないが、具体的な回路を用いてこの発明の実施例が実現可能であることを実施例5(後述する)において説明する。

【0135】実施例4. 図8は3レベルインバータ装置を例にとった場合のこの発明の実施例4(請求項4に対応)を示す回路構成図であり、同一符号で示した部分は前述(図5参照)と同様のものである。

【0136】図8において、図5(実施例3)との相違点についてのみ説明すると、3c、4cはクランプダイオード14aに並列接続されたスナバコンデンサおよびスナバダイオードであり、これらはクランプダイオード14aに対するスナバ回路を構成している。

【0137】スナバコンデンサ4cとスナバダイオード3cとの接続点と、スナバコンデンサ4aとスナバダイオード3aとの接続点の間には、極性ダイオード6aおよび回収コンデンサ7aからなる直列回路が接続されている。

【0138】また、クランプダイオード14bについても同様の構成を有し、3d、4dはクランプダイオード14bに並列接続されたスナバコンデンサおよびスナバダイオードであり、これらはクランプダイオード14b



に対するスナバ回路を構成している。更に、その他の構成については、図5に示した通りである。

【0139】以下、図6および図7の説明図を参照しながら、図8に示したこの発明の実施例4において、負荷電流 $I_o$ の向きが矢印(イ)の場合の4つのスイッチングモードにおける回路動作について説明する。

【0140】モード「1」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「1」で流れており、出力端子Xの電圧は0であり、スナバコンデンサ4a、4dは電圧( $E+e$ )に充電されており、スナバコンデンサ4b、4cの電圧は0である。この状態から、GTO1bをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1cをターンオンさせる場合を考える。ここで、GTO1bをターンオフさせても回路状態は変化しない。

【0141】GTO1cをターンオンさせると、アノードリアクトル5bに直流電源9bの電圧 $E (=E/2)$ が印加されることにより、GTO1cにかかる電流上昇率 $di/dt$ がアノードリアクトル5bにより抑制されつつ、負荷電流 $I_o$ は経路「2」に流れ始める。このときの電流上昇率 $di/dt$ は、以下の(9)式から求められる。但し、 $L_s$ はアノードリアクトル5a、5bのインダクタンスである。

$$【0142】 di/dt = E/L_s \dots (9)$$

【0143】その後、GTO1bに流れる電流は負荷電流 $I_o$ 以上になるが、過剰な電流は経路「3」に流れることになり、スナバコンデンサ4bは電圧( $E+e$ )まで充電される。また、スナバコンデンサ4dは経路「10」により電圧0まで放電され、この経路「10」により、スナバコンデンサ4dのエネルギーは、回収コンデンサ7bに回収される。

【0144】このとき、スナバコンデンサ4dの放電直後においては、アノードリアクトル5bに過剰にエネルギーが蓄積されているが、経路「11」により過剰エネルギーは回収コンデンサ7bに回収される。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「2」に流れ、出力端子Xの電圧は $E/2$ となる。

【0145】また、モード「2」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「2」で流れており、出力端子Xの電圧は $E/2$ であり、スナバコンデンサ4a、4bは電圧( $E+e$ )に充電され、スナバコンデンサ4c、4dの電圧は0である。この状態から、GTO1dをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1aをターンオンさせる場合を考える。ここで、GTO1dを\*

$$dv/dt = I_o / \{ C_s + C_o C_s / (C_s + C_o) \} \dots (10)$$

【0153】ここで、以下の(11)式の関係を満足するように回収コンデンサ7a、7bの静電容量 $C_o$ を選定すれば、等価的に、(10)式の電圧上昇率は、以下の(12)式の電圧上昇率とほぼ同じ値となる。

$$【0154】 C_o \gg C_s \dots (11)$$

\*ターンオフさせても回路状態は変化しない。

【0146】GTO1aをターンオンさせると、アノードリアクトル5aには直流電源9aの電圧 $E$ が印加されることにより、GTO1aにかかる電流上昇率 $di/dt$ がアノードリアクトル5aにより抑制されつつ、負荷電流 $I_o$ は経路「5」に流れ始める。このときの電流上昇率 $di/dt$ は、上記(9)式から求められる。

【0147】その後、GTO1cに流れる電流が負荷電流 $I_o$ 以上になるが、その過剰電流は経路「12」に流れることになり、スナバコンデンサ4cは、電圧( $E+e$ )まで充電されてクランプダイオード14aはオフ状態となる。また、スナバコンデンサ4aは経路「13」により電圧0まで放電される。

【0148】この経路「13」により、スナバコンデンサ4aのエネルギーは回収コンデンサ7aに回収される。このとき、スナバコンデンサ4aの放電直後においては、アノードリアクトル5aに過剰にエネルギーが蓄積されているが、経路「14」により、過剰エネルギーは回収コンデンサ7aに回収される。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「5」に流れ、出力端子Xの電圧は $E$ となる。

【0149】モード「3」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「5」に流れており、出力端子Xの電圧は $E$ であり、スナバコンデンサ4a、4dの電圧は0、スナバコンデンサ4b、4cは電圧( $E+e$ )に充電されている。この状態から、GTO1aをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1dをターンオンさせる場合を考える。

【0150】GTO1aをターンオフさせると、負荷電流 $I_o$ は遮断されて経路8にバイパスされる。また、スナバコンデンサ4cも経路「14」により放電する。つまり、負荷電流 $I_o$ は経路「8」および経路「15」により供給されることになる。これにより、GTO1aにかかる電圧上昇率 $dv/dt$ が抑制される。

【0151】また、経路「15」にはスナバコンデンサ4cおよび回収コンデンサ7aが直列配置されている。従って、GTO1aにかかる電圧上昇率 $dv/dt$ は、以下の(10)式から求められる。但し、(10)式において、 $C_s$ はスナバコンデンサ4a、4b、4c、4dの、 $C_o$ は回収コンデンサ4a、4bの静電容量である。

【0152】

$$dv/dt = I_o / 2 C_s \dots (12)$$

【0155】その後、スナバコンデンサ4aは電圧( $E+e$ )まで充電され、スナバコンデンサ4cは、経路「15」により電圧0まで放電するため、スナバコンデンサ4cの電力エネルギーは回収コンデンサ7aに回収される。これにより、クランプダイオード14aが導通す

るため、負荷電流  $I_o$  は経路「2」に流れ始める。

【0156】このとき、スナバコンデンサ4cの放電直後においては、アノードリアクトル5aに過剰にエネルギーが蓄積されているが、経路「14」により、過剰エネルギーは回収コンデンサ7aに回収される。ここで、短絡防止時間Td後にGTO1dをターンオンさせても回路状態は変化しない。以上の過程を経て、負荷電流  $I_o$  は経路「2」に流れ、出力端子Xの電圧は  $E/2$  となる。

【0157】モード「4」の初期状態においては、負荷電流  $I_o$  が経路「2」に流れており、出力端子Xの電圧は  $E/2$  であり、スナバコンデンサ4a、4bの電圧は  $(E+e)$ 、スナバコンデンサ4c、4dの電圧は0である。この状態から、GTO1cをターンオフさせ、更に短絡防止時間Td後にGTO1bをターンオンさせる場合を考える。

【0158】GTO1cをターンオフさせると、負荷電流  $I_o$  が遮断されて経路「16」にバイパスされ、スナバコンデンサ4cも経路「17」により放電する。つまり、負荷電流  $I_o$  は、経路「16」および経路「17」により供給されることになる。これにより、GTO1cにかかる電圧上昇率  $dV/dt$  が抑制される。

【0159】また、経路「17」にはスナバコンデンサ4bと回収コンデンサ7bが直列配置されているので、GTO1cにかかる電圧上昇率  $dV/dt$  は、上記(10)式から求められる。また、回収コンデンサ4a、4bの静電容量Cが上記(11)式を満足するならば、GTO1cの電圧上昇率  $dV/dt$  は上記(12)式となる。

【0160】その後、スナバコンデンサ4cは電圧  $(E+e)$  まで充電され、スナバコンデンサ4bは経路「17」により電圧0まで放電するため、スナバコンデンサ4bのエネルギーは回収コンデンサ7bに回収される。これにより、フリーホイールダイオード2bが導通するため、負荷電流  $I_o$  は経路「1」に流れ始める。ここで、短絡防止時間Td後にGTO1bをターンオンさせても回路状態は変化しない。

【0161】以上の過程を経て、負荷電流  $I_o$  は経路「1」に流れ、出力端子Xの電圧は0となる。なお、負荷電流  $I_o$  の向きが矢印(ロ)の場合での4つのスイッチングモード(図6参照)における回路動作については、前述した負荷電流  $I_o$  の向きが矢印(イ)の場合の回路動作と全く対称であるため、説明を省略する。

【0162】以上のように、図8に示す3レベルインバータ装置は、GTO1a、1b、1c、1dのスイッチング動作における電圧上昇率  $dV/dt$  および電流上昇率  $dI/dt$  を抑制することができ、かつ、スナバコンデンサ4a、4b、4c、4dおよびリアクトル5a、5bに蓄積されたエネルギーを全て回収コンデンサ7a、7bに回収することができる。

【0163】なお、電力回生回路8a、8bについて

は、回路自体はこの発明の主なるものではないが、具体的な回路を用いてこの発明回路が実現可能であることを以下の実施例5において説明する。

【0164】実施例5. 図9は上記実施例1～実施例4における電力回生回路8、8a、8bの具体例を示す回路構成図であり、6、7および9は前述と同様のものである。ここでは、図4内の電力回生回路8に適用した場合を示すが、他の実施例の電力回生回路にも適用できることは言うまでもない。

【0165】図9において、20a、20b、20c、20dは回収コンデンサ7に並列接続された比較的耐圧の近い2対の自己消孤型半導体素子(以下、単にスイッチという)であり、各スイッチ20a～20dには、それぞれダイオードが逆並列接続されている。21は1次側がスイッチ20a～20dの各対の接続点に接続された変成器であり、1次および2次巻数比が以下の(13)式のように設定されている。

【0166】1次:2次=1:Nk … (13)

【0167】22a、22b、22c、22dは直流電源9の両端間に接続された2対のダイオードであり、ダイオード22a～22dの各対の接続点は変成器21の2次側に接続されている。ここで、回収コンデンサ7が低電圧eに制御されるものとすれば、巻数比Nkは、以下の(14)式のように設定されることが望ましい。

【0168】 $Nk = E/e$  … (14)

【0169】スイッチ20a～20dはブリッジを構成しており、各対のうち的一方および他方の組合せからなるスイッチ20a、20dおよび20c、20bは、各組合せについては交互にスイッチングされ、各組合せ内の2つのスイッチについては同時にスイッチングされるようになっている。

【0170】つまり、まず、スイッチ20a、20dをオンさせると、変成器21の1次側には、回収コンデンサ7の電圧が「点」を付していない側を正として印加され、変成器21の2次側には、そのNk倍の電圧が、「点」を付していない側を正として誘起される。

【0171】変成器21の2次誘起電圧が直流電源9の電圧E以上であれば、ブリッジ構成のダイオード22a～22dのうちのダイオード22c、22bが導通し、回収コンデンサ7が放電して変成器21の1次側に流れ、その放電電流の1/N倍の電流が2次側に流れることになる。従って、回収コンデンサ7のエネルギーを直流電源9に回生することができる。

【0172】スイッチ20a、20dをオフさせると、回収コンデンサ7の放電はオフし、変成器21に蓄積されたエネルギーは、スイッチ20a、20dの逆並列ダイオードにより、再び回収コンデンサ7に回収される。

【0173】次に、スイッチ20b、20cをオンさせると、前述した動作原理により、回収コンデンサ7の過剰なエネルギーが直流電源9に回生されることになる。こ

のスイッチング動作を高周波化することにより、回収コンデンサ7の電圧をほぼ一定電圧eに制御することができる。また、変成器21の小型化も可能となる。これらは、回収コンデンサ7の電圧が低電圧であるため実現することができる。

【0174】更に、図9の電力回生回路8による有利な点は、変成器21に両極性電圧を印加することにより変成器21の偏磁を防止できることである。また、極性ダイオード6により、回収コンデンサ7の充電電流が一方方向となるため、逆電流による変成器21の偏磁なども防止することができる。

【0175】以上の説明により、電力回生回路8、8a、8bの具体的回路を用いて、前述した全ての実施例1～実施例4が実現可能であることは明らかである。

【0176】実施例6. 図10は3レベルインバータ装置を例にとった場合のこの発明の実施例6（請求項5に対応）を示す回路構成図であり、同一符号は図8（実施例4）に示したものと同様のものである。

【0177】図10において、図8との相違点についてのみ説明すると、18a、18bは放電抵抗器であり、スナバダイオード3a、3bとスナバコンデンサ4a、4bとの各接続点と、スナバダイオード3c、3dとスナバコンデンサ4c、4dとの各接続点との間に挿入されている。

【0178】放電抵抗器18aは、図8内の極性ダイオード6a、回収コンデンサ7aおよび電力回生回路8aに対応し、放電抵抗器18bは、図8内の極性ダイオード6b、回収コンデンサ7bおよび電力回生回路8bに対応している。なお、動作原理については、実施例4の場合と同じであるため説明を省略する。

【0179】図10の構成により、図8（実施例4）の場合と比べて、3レベルインバータ装置としての構成要素が非常に少なくなる。この構成は、スナバコンデンサ4a、4b、4c、4dおよびアノードリアクトル5a、5bに蓄積されるエネルギーが比較的少ない場合に効果的である。

【0180】実施例7. 図11、図12はインバータ装置（請求項6に対応）および3レベルインバータ装置（請求項7に対応）を例にとった場合のこの発明の実施例7を示す回路構成図であり、同一符号は前述と同様のものである。また、各図中、23、24はGTO、スナバ回路およびリアクトルを含むスイッチング回路であり、ここでは、これらの具体的構成については特に実施例を選ばない。

【0181】25a、25b、25cは直流電源9、9a、9bとスイッチング回路23、24とを接続する配線に形成された配線インダクタンス、26、26a、26bはダイオード、27、27a、27bは各ダイオード26、26a、26bに直列接続されたコンデンサである。

【0182】ダイオード26およびコンデンサ27からなる直列回路は、正側母線Pと負側母線Nとの間に挿入され、ダイオード26aおよびコンデンサ27aからなる直列回路は、正側母線Pと中間電位点Cとの間に挿入され、ダイオード26bおよびコンデンサ27bからなる直列回路は、中間電位点Cと負側母線Nとの間に挿入されている。

【0183】また、ダイオード26の両端間には放電抵抗器18が並列接続され、ダイオード26a、26bの両端間には放電抵抗器18a、18bがそれぞれ並列接続されている。ダイオード26、26a、26b、コンデンサ27、27a、27bおよび放電抵抗器18、18a、18bは、それぞれ、各相毎の電圧クランプ回路を構成している。

【0184】一般に、大容量のインバータ装置または3レベルインバータ装置を構成する場合、直流電源9、9a、9bとインバータ装置または3レベルインバータ装置の各相を構成するハーフブリッジとの間の配線インダクタンス25a、25b、25cが無視できない値となる場合がある。

【0185】このような場合、配線インダクタンス25a、25b、25cに蓄積されるエネルギーがスイッチング回路23、24内のスナバコンデンサの過充電を発生させ、自己消弧型半導体素子（例えば、GTO）に過電圧を印加させる原因になり得る。

【0186】そこで、図11、図12のように、ダイオード26、26a、26b、コンデンサ27、27a、27bおよび放電抵抗器18、18a、18bからなる電圧クランプ回路を各相に接続することにより、配線インダクタンス25a、25b、25cのエネルギーをコンデンサ27、27a、27bに吸収させる。

【0187】このとき、コンデンサ27、27a、27bの静電容量は、好ましくはスナバコンデンサの数倍程度に選定される。これにより、GTOに過電圧を印加させることは無くなり、また、放電抵抗器18、18a、18bは相共通に用いることも可能である。

【0188】実施例8. 図13、図14はインバータ装置（請求項8に対応）および3レベルインバータ装置（請求項9に対応）を例にとった場合のこの発明の実施例7を示す回路構成図であり、同一符号は前述と同様のものである。

【0189】図13、図14において、図11、図12（実施例7）との相違点は、図11、図12内の放電抵抗器18、18a、18bを、リアクトル10、10a、10b、ダイオード11、11a、11bおよび自己消弧型半導体素子12、12a、12bからなるチョップ回路（電力回生回路8、8a、8b）に置換したことにある。

【0190】この場合、ダイオード26は極性ダイオード、コンデンサ27は回収コンデンサにそれぞれ相当す

る。図13、図14に示した実施例8において、配線インダクタンス25a、25b、25cのエネルギーを吸収したコンデンサ27、27a、27bの電圧は、直流電源9、9a、9bの電圧Eよりも若干高くなる。

【0191】各コンデンサ27、27a、27bのエネルギーは、自己消弧型半導体素子12、12a、12bのオン動作により、リアクトル10、10a、10bに移される。その後、自己消弧型半導体素子12、12a、12bのオフ動作により、リアクトル10、10a、10bのエネルギーは、ダイオード11、11a、11bを介して直流電源9、9a、9bに回生される。

【0192】これにより、インバータ装置または3レベルインバータ装置の高効率化を実現することができ、もちろん、インバータ装置または3レベルインバータ装置を構成する自己消弧型半導体素子（例えば、GTO）の過電圧を抑制することもできる。また、チョップ回路8、8a、8bは相共通に用いることも可能である。

【0193】実施例9。なお、上記実施例8においては、電力回生回路8、8a、8bにより、回収コンデンサ27、27a、27bから取り出されたエネルギーを、インバータ装置あるいは3レベルインバータ装置の直流電源9、9a、9bに回生する構成としたが、例えば、自己消弧型半導体素子12、12a、12bのゲートドライブ回路（図示せず）内の直流電源等に固定してもよい。

【0194】実施例10。また、上記各実施例において、出力端子A、Xに接続される自己消弧型半導体素子（例えば、GTO）に対して、更に追加的に、抵抗器、ダイオード、コンデンサからなるスナバ回路を接続してもよい。この場合、追加スナバ回路のコンデンサの静電容量は小さなものでよい。このような構成は、対象となる自己消弧型半導体素子の電圧上昇率抑制効果の強化が必要な場合に有効である。

【0195】実施例11。また、上記各実施例において、リアクトル5またはアノードリアクトル5a、5bを回路構成要素として設けたが、これらは回路構成要素として必ず設ける必要はなく、例えば、配線インダクタンス25、25a、25b（図11～図14参照）によってその機能を持たせることも可能である。

【0196】実施例12。また、上記各実施例では、インバータ装置または3レベルインバータ装置を例にとって説明したが、コンバータ装置等の他の電力変換装置に適用した場合においても同様に動作し、各々の機能および作用効果を奏することは言うまでもないことである。

【0197】実施例13。また、上記実施例3（図5）および実施例4（図8）では、3レベルインバータ装置の回収コンデンサ7a、7bを、それぞれ電力回生回路8a、8bに両入力端子に接続したが、回収コンデンサ7a、7bの各一端を正負母線P、Nに接続してもよい。次に、回収コンデンサ7a、7bを正負母線P、N

に接続した装置の場合のこの発明の実施例13（請求項13に対応）を図について説明する。

【0198】図15はこの発明の実施例13を示す回路構成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。従って、自己消弧型半導体素子として、GTO1a～1dが用いられており、中間電位点Cを有する直流電源9a、9bの正負母線PN間に、GTO1a、1cおよび1d、1bが正負アームとして接続されている。

【0199】また、GTO1a～1dにはそれぞれフリーホイールダイオード2a～2dが逆並列接続され、GTO1aとGTO1cとの直列接続点と中間電位点Cとの間にはクランプダイオード14aが接続され、GTO1cとGTO1bとの直列接続点と中間電位点Cとの間にはクランプダイオード14bが接続され、正アームと負アームとの接続点には出力端子Xが設けられている。

【0200】また、アノードリアクトル5aを介して正側母線Pに接続されたGTO1aに対しては、直列接続されたスナバコンデンサ4aおよびスナバダイオード3aからなるスナバ回路が並列接続されており、アノードリアクトル5bを介して負側母線Pに接続されたGTO1bに対しては、直列接続されたスナバコンデンサ4bおよびスナバダイオード3bからなるスナバ回路が並列接続されている。

【0201】同様に、クランプダイオード14a、14bに対してもスナバ回路4c、3cおよび4d、3dが並列接続されている。また、スナバダイオード3c、3dの各両端間には、放電抵抗器18a、18bが並列接続されている。

【0202】この場合、回収コンデンサ7a、7bは、正負母線P、Nに接続されており、スナバコンデンサ4a、4b、アノードリアクトル5a、5bに蓄積されるエネルギーをダイオード6a、6bを介して回収する。スイッチ12a、12b、ダイオード11a、11bおよびリアクトル10a、10bから構成された電力回生回路8a、8bは、回収コンデンサ7a、7bから電力エネルギーを取り出し、直流電源9aに回生する。

【0203】この場合、各直流電源9a、9bの電圧はEであり、回収コンデンサ7a、7bは「点」印を付した側を正として電圧eに充電され、出力端子Xには図示しない誘導性負荷が接続され、負荷電流Ioのベクトルは各GTO1a～1dのスイッチング動作中には変化しないものとする。

【0204】次に、各GTO1a～1dのスイッチング動作を示すタイミングチャート（図16）と、図15内の回路に流れる電流経路を示す説明図（図17）とを参照しながら、図15に示したこの発明の実施例13の動作について説明する。まず、GTO1aのターンオフにより、出力端子Xの電圧を2EからEに変化させる場合の回路動作について説明する。

【0205】いま、正アームのGTO1a, 1cがオン、負アームのGTO1d, 1bがオフしており、経路「41」（図17参照）を介して、出力端子Xから図中矢印（イ）の方向に負荷電流I<sub>o</sub>が流れているものとする。このとき、スナバコンデンサ4a, 4dの各電圧は0、スナバコンデンサ4c, 4bの電圧は、直流電源9bの電圧Eと回収コンデンサ7bの電圧eとの和の電圧値に充電されており、この状態から、GTO1aをターンオフさせて負荷電流I<sub>o</sub>を遮断し、ある短絡防止時間T<sub>d</sub>後にGTO1dをターンオンさせる場合を考える。

【0206】GTO1aをターンオフさせると、遮断された負荷電流I<sub>o</sub>は経路「42」にバイパスされ、スナバコンデンサ4aは、直流電源9aの電圧Eと回収コンデンサ7aの電圧eとの和の電圧値まで充電される。このとき、スナバコンデンサ4aは、GTO1aにかかる電圧上昇率 $dv/dt$ を抑制する。

【0207】その直後においては、アノードリアクトル5aに電力エネルギーが過剰に蓄積されているが、経路「43」を介して、過剰エネルギーは全て回収コンデンサ7aに回収される。なお、従来（図31参照）と異なる点は、この経路「43」に直流電源9aが含まれない点である。従って、回収コンデンサ7aの充電電圧を低減することができる。

【0208】GTO1aをターンオフしてから短絡防止時間T<sub>d</sub>後にGTO1dをターンオンさせると、スナバコンデンサ4cは、経路「44」を介して電圧0まで放電される。このとき、GTO1dにかかるスナバコンデンサ4cの放電電流による電流上昇率 $di/dt$ は、放電抵抗器18aにより抑制されるが、スナバコンデンサ4cに蓄積されていたエネルギーは、放電抵抗器18aで消費される。

【0209】スナバコンデンサ4aの充電電圧が電圧E以上になると、クランプダイオード14aが導通する。この過程を経て、負荷電流I<sub>o</sub>は、経路「45」に流れることになり、GTO1aのターンオフにより、出力端子Xの電圧を2EからEに変化させる場合の回路動作が終了する。

【0210】次に、GTO1cのターンオフにより、出力端子Xの電圧をEから0に変化させる場合の回路動作について説明する。いま、正アームのGTO1aがオフ、GTO1cがオン、負アームのGTO1dがオン、GTO1bがオフしており、経路「45」を介して、出力端子Xに図中矢印（イ）の方向に負荷電流I<sub>o</sub>が流れているものとする。

【0211】このとき、スナバコンデンサ4c, 4dの各電圧は0、スナバコンデンサ4a, 4bの各電圧は、直流電源9a, 9bの電圧Eと回収コンデンサ7a, 7bの電圧eとの和の電圧値に充電されている。この状態から、GTO1cをターンオフさせて負荷電流I<sub>o</sub>を遮断し、短絡防止時間T<sub>d</sub>後にGTO1bをターンオンさ

せる場合を考える。

【0212】GTO1cをターンオフさせると、遮断された負荷電流I<sub>o</sub>は経路「46」にバイパスされ、スナバコンデンサ4dは、直流電源9bの電圧Eと回収コンデンサ7bの電圧eとの和の電圧値まで充電される。このとき、スナバコンデンサ4dは、GTO1aにかかる電圧上昇率 $dv/dt$ を抑制する。

【0213】GTO1cをターンオフしてから短絡防止時間T<sub>d</sub>後にGTO1bをターンオンさせると、経路「47」を介してスナバコンデンサ4bは電圧0まで放電し、スナバコンデンサ4bに蓄積されていた電力エネルギーは、経路「47」を介して回収コンデンサ7bに回収される。

【0214】その直後は、アノードリアクトル5bにエネルギーが過剰に蓄積されているが、経路「48」を介して過剰エネルギーは全て回収コンデンサ7bに回収される。なお、従来（図31）と異なる点は、経路「47」、「48」に直流電源9bが含まれない点である。従って、回収コンデンサ7bの充電電圧を低減することができる。

【0215】なお、スナバコンデンサ4cの充電電圧が電圧Eになると、フリーホイールダイオード2d, 2bが導通する。この過程を経て、負荷電流I<sub>o</sub>は、経路「49」に流れることになり、GTO1cのターンオフにより、出力端子Xの電圧をEから0に変化させる場合の回路動作が終了する。

【0216】次に、GTO1bのターンオフにより、出力端子Xの電圧を0からEに変化させる場合の回路動作について説明する。いま、正アームのGTO1a, 1cがオフ、負アームのGTO1d, 1bがオンしており、経路「49」を介して、出力端子Xから図示矢印（イ）の方向に負荷電流I<sub>o</sub>が流れているものとする。

【0217】このとき、スナバコンデンサ4c, 4bの各電圧は0、スナバコンデンサ4a, 4dは、直流電源9aの電圧Eと回収コンデンサ7aの電圧eとの和の電圧値に充電されている。この状態から、GTO1bをターンオフさせ、短絡防止時間T<sub>d</sub>後にGTO1cをターンオンさせる場合を考える。

【0218】ここで、GTO1bをターンオフさせても、経路「49」を介して出力端子Xから図中矢印（イ）の方向に負荷電流I<sub>o</sub>が流れているため、回路状態は変化しない。GTO1cをターンオンさせると、アノードリアクトル5bには分割された直流電源9bの電圧Eが印加され、GTO1cにかかる電流上昇率 $dv/dt$ がアノードリアクトル5bに抑制されつつ、負荷電流I<sub>o</sub>は経路「45」に供給され始める。

【0219】また、スナバコンデンサ4dは経路「50」を介して電圧0まで放電する。その後、GTO1cに流れる電流が負荷電流I<sub>o</sub>以上になるが、過剰な電流は、経路「51」に流れるスナバコンデンサ4bの充電

電流となり、スナバコンデンサ4bは、直流電源9bの電圧Eと回収コンデンサ7bの電圧eとの和の電圧値まで充電される。

【0220】その直後においては、アノードリアクトル5bにエネルギーが過剰に蓄積されているが、経路「48」を介して、過剰エネルギーは、全て回収コンデンサ7bに回収される。なお、従来（図31）と異なる点は、この経路「48」に直流電源9bが含まれない点である。従って、回収コンデンサ7bの充電電圧を低減することができる。

【0221】この過程を経て、負荷電流I<sub>o</sub>は、経路「45」に流れることになり、GTO1cのターンオフにより、出力端子Xの電圧を0からEに変化させる場合の回路動作が終了する。

【0222】次に、GTO1dのターンオフにより、出力端子Xの電圧をEから2Eに変化させる場合の回路動作について説明する。いま、正アームのGTO1a、負アームのGTO1bがオフ、正アームのGTO1c、負アームのGTO1dがオンしており、経路45により出力端子Xから図示矢印（イ）の方向に負荷電流I<sub>o</sub>が流れているものとする。

【0223】このとき、スナバコンデンサ4c、4dの各電圧は0、スナバコンデンサ4a、4bの電圧は各々直流電源9a、9bの電圧Eと回収コンデンサ7a、7bの電圧eとの和の電圧値に充電されている。この状態から、GTO1dをターンオフさせ、短絡防止時間Td後にGTO1aをターンオンさせる場合を考える。

【0224】ここで、GTO1dをターンオフさせても、経路「45」を介して出力端子Xから図中矢印（イ）の方向に負荷電流I<sub>o</sub>が流れているため、回路状態は変化しない。

【0225】GTO1aをターンオンさせると、アノードリアクトル5aには分割された直流電源9aの電圧Eが印加され、GTO1aにかかる電流上昇率 $di/dt$ がアノードリアクトル5aにより抑制されつつ、負荷電流I<sub>o</sub>は、経路「41」を介して供給され始める。

【0226】その後、GTO1aに流れる電流が負荷電流I<sub>o</sub>以上になるが、その過剰な電流は、経路「52」に流れるスナバコンデンサ4cの充電電流となり、スナバコンデンサ4cは、直流電源9aの電圧Eと回収コンデンサ7aの電圧eとの和の電圧値まで充電される。

【0227】また、経路「53」を介して、スナバコンデンサ4aは電圧0まで放電し、スナバコンデンサ4aに蓄積されていたエネルギーは、この経路「53」を介して回収コンデンサ7aに回収される。

【0228】その直後においては、アノードリアクトル5aに電力エネルギーが過剰に蓄積されているが、経路「43」を介して、過剰エネルギーは全て回収コンデンサ7aに回収される。なお、従来（図31）と異なる点は、この経路「43」、「53」に直流電源9aが含ま

れない点である。従って、回収コンデンサ7bの充電電圧を低減することができる。

【0229】この過程を経て、負荷電流I<sub>o</sub>は経路「41」に流れることになり、GTO1dのターンオフにより、出力端子Xの電圧をEから2Eに変化させる場合の回路動作が終了する。

【0230】なお、負荷電流I<sub>o</sub>が図中矢印（ロ）の方向に流れている場合の各GTO1a～1dのスイッチング動作については、図中矢印（イ）の方向に負荷電流I<sub>o</sub>が流れている場合の各GTO1a～1dのスイッチング動作と全く対称であるため、説明を省略する。

【0231】次に、電力回生回路8a、8bの動作について説明する。電力回生回路8a、8b自体はこの発明の主なるものではないが、適用可能な具体回路によりこの発明の実施例13が実現可能であることを示す。まず、回収コンデンサ7aに接続される電力回生回路8aについて説明する。

【0232】即ち、スイッチ12a、ダイオード11aおよびリアクトル10aにより構成された電力回生回路8aは、充電極性が図中「点」を付した側を正と定められる回収コンデンサ7aからエネルギーを取り出し、分割された直流電源9aに回生し、回収コンデンサ7aの充電電圧を一定値eに制御する機能を満たすことができる。

【0233】まず、スイッチ12aをオンさせて、経路「54」を介して、回収コンデンサ7aに蓄積されている電力エネルギーをリアクトル10aに放電させる。次に、スイッチ12aをオフさせて放電電流を遮断すると、リアクトル10aに蓄積された電力エネルギーにより経路「55」に電流が流れ、直流電源9aに回生されることになる。このときのスイッチ12aのオンオフ期間またはオンオフ周期を回収コンデンサ7aの電圧により制御することで、回収コンデンサ7aの充電電圧を一定値に保つことができる。

【0234】なお、電力回生回路8bおよび回収コンデンサ7bについては、上述と同様であるため説明は省略する。また、図15に示した回路以外にも、公知のDC/DC電力変換回路を適用することにより、同様の効果が得られることは明らかである。

【0235】また、電力回生回路8a、8bとして同一構成のものを適用し、スイッチ12aのオンオフ動作をゼロ電流もしくはゼロ電圧で行う、いわゆる共振動作を利用しても、同様の効果が得られることは明らかである。

【0236】実施例14. なお、上記実施例13では、回収コンデンサ7a、7bの各一端を正負母線P、Nに接続したが、従来（図31）のように、回収コンデンサ7a、7bの各一端を互いに接続してもよい。図18は回収コンデンサ7a、7bの各一端を接続した場合のこの発明の実施例14（請求項13に対応）を示す回路構

成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。

【0237】しかし、この場合、回収コンデンサ7a, 7bが従来(図31)と同一の位置に設けられているため、回収コンデンサ7a, 7bの充電電圧は、直流電源9a, 9bの電圧E以上となる。従って、実用上、装置の小形化を考慮すれば、実施例13(図15)の3レベルインバータ装置の方が有利である。

【0238】実施例15. なお、上記実施例14では、電力回生回路8a, 8bを設けたが、電力回生回路8a, 8bを省略して、別の放電抵抗器に置換してもよい。図19は電力回生回路8a, 8bを省略した場合のこの発明の実施例15(請求項14に対応)を示す回路構成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。

【0239】図19において、前述した実施例13(図15)と相違する点は、放電抵抗器18a, 18bがスナバコンデンサ4a, 4bの放電経路に挿入されていることである。また、図15における回収コンデンサ7a, 7bおよび電力回生回路8a, 8bが、正負母線P, Nに接続された放電抵抗器18c, 18dに置換されている。

【0240】次に、図17の電流経路説明図を参照しながら、図19に示したこの発明の実施例15の回路動作について説明する。ここでは、負荷電流 $I_o$ が図中矢印(イ)の方向に流れている場合を仮定する。

【0241】まず、出力端子Xの電圧を2EからEに変化させるために、GTO1aをターンオフさせると、遮断された負荷電流 $I_o$ は経路「42」にバイパスされ、スナバコンデンサ4aは、直流電源9aの電圧Eまで充電される。この直後においては、アノードリアクトル5aに電力エネルギーが過剰に蓄積されている。このとき、図15においては回収コンデンサ7aに回収されていた電力エネルギーが、経路「56」を介して放電抵抗器18cにより消費される。

【0242】次に、出力端子Xの電圧をEから0に変化させるために、GTO1cをターンオフさせて、短絡防止時間 $T_a$ 後にGTO1bをターンオンさせると、経路「57」を介してスナバコンデンサ4bは電圧0まで放電する。このとき、図15においては回収コンデンサ7bに回収されていた電力エネルギーが、放電抵抗器18dにより消費される。また、アノードリアクトル5bに一部の電力エネルギーが移されるが、経路「58」を介して、その一部エネルギーも放電抵抗器18dにより消費される。

【0243】次に、出力端子Xの電圧を0からEに変化させるために、GTO1cをターンオフさせて、短絡防止時間 $T_a$ 後にGTO1cをターンオンさせる場合について説明する。

【0244】まず、GTO1cのターンオンにより、G

T01cに流れる電流が負荷電流 $I_o$ 以上になり、経路「51」に流れる過剰な電流により、アノードリアクトル5bにエネルギーが過剰に蓄えられる。このとき、図15においては回収コンデンサ7bに回収されていた過剰エネルギーが、経路「58」を介して、全て放電抵抗器18dにより消費される。

【0245】次に、出力端子Xの電圧をEから2Eに変化させるために、GTO1cをターンオフさせて、短絡防止時間 $T_a$ 後にGTO1aをターンオンさせる場合について説明する。まず、GTO1aのターンオンにより、GTO1aに流れる電流が負荷電流 $I_o$ 以上になり、経路「52」に流れる過剰な電流により、アノードリアクトル5aに電力エネルギーが過剰に蓄えられる。このとき、図15においては回収コンデンサ7aに回収されていたエネルギーが、経路「56」を介して、全て放電抵抗器18cにより消費される。

【0246】なお、負荷電流 $I_o$ が図19中の矢印(ロ)の方向に流れている場合については、矢印(イ)の方向に負荷電流 $I_o$ が流れている場合の各GTO1a~1dのスイッチング動作と全く対称であるため、説明を省略する。

【0247】実施例16. なお、上記実施例15(図19)では、回収コンデンサを用いなかったが、従来(図31)と同様に回収コンデンサ7a, 7bを設けてもよい。図20は回収コンデンサ7a, 7bを設けた場合のこの発明の実施例16(請求項14に対応)を示す回路構成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。

【0248】この場合、回収コンデンサ7a, 7bが従来(図31)と同一位置に設けられており、かつ電力回生回路8a, 8bに代えて、正負母線P, Nに接続された放電抵抗器18c, 18dが挿入されている。しかし、図20の構成によれば、回収コンデンサ7a, 7bの充電電圧が直流電源9a, 9bの電圧E以上となり、また構成要素が増加するので、実用上の装置小形化を考慮すれば、図19の3レベルインバータ装置の方が有利である。

【0249】実施例17. なお、上記実施例13~実施例16では、放電抵抗器18a, 18bを各スナバダイオード3c, 3dの両端間に並列接続したが、スナバダイオード3c, 3dの直列回路に対して放電抵抗器を並列接続してもよい。図21はスナバダイオード3c, 3dの直列回路に対して放電抵抗器18を並列接続した場合のこの発明の実施例17(請求項13および請求項14に対応)を部分的に示す回路構成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。

【0250】この場合、各クランプダイオード14a, 14bに対して並列接続されたスナバ回路のスナバコンデンサ4c, 4dとスナバダイオード3c, 3dとの各接続点間に単一の放電抵抗器18が接続されている。

【0251】前述した実施例13～実施例16（図15、図18～図20）においては、放電抵抗器18a、18bを分離して接続したが、図21のように、1つの放電抵抗器18を接続しても、全ての回路は前述と同様に動作する。従って、実用上、1つの放電抵抗器18における消費電力の処理責務の低減よりも、構成要素の低減（小形化）を重視するならば、図21に示す構成が有利である。

【0252】実施例18. なお、上記実施例13では、各回収コンデンサ7a、7bの電力エネルギーを回生するための2つの電力回生回路8a、8bを設けたが、別の回収コンデンサおよびこの回収コンデンサに関連する電力回生回路を追加してもよい。図22は電力回生回路を追加した場合のこの発明の実施例18（請求項15に対応）を示す回路構成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。

【0253】図22において、図15と異なる構成のみについて説明すると、6c、6dはクランプダイオード14a、14bのスナバ回路4c、3cおよび4d、3dの各接続点に接続された極性ダイオード、30a、30bは極性ダイオード6c、6dに接続された補助リアクトル、7c、7dは補助リアクトル30a、30bと中間電位点Cとの間に挿入された回収コンデンサ、8c、8dは補助リアクトル30a、30bと各回収コンデンサ7c、7dとの接続点に接続された電力回生回路である。

【0254】即ち、スナバダイオード3cとスナバコンデンサ4cとの接続点は、極性ダイオード6c、補助リアクトル30aおよび回収コンデンサ7cを介して、中間電位点Cに接続されている。また、スナバダイオード3dとスナバコンデンサ4dの接続点は、極性ダイオード6d、補助リアクトル30bおよび回収コンデンサ7dを介して、中間電位点Cに接続されている。

【0255】回収コンデンサ7cに接続された電力回生回路8cは、スイッチ12c、ダイオード11cおよびリアクトル10cにより構成され、回収コンデンサ7dに接続された電力回生回路8dは、スイッチ12d、ダイオード11dおよびリアクトル10dにより構成されている。

【0256】次に、図17の電流経路説明図を参照しながら、図22に示したこの発明の実施例18の回路動作について説明する。この場合、スナバコンデンサ4c、4dに蓄積された電力エネルギーは、それぞれ回収コンデンサ7c、7dに回収される。この点が前述（図15）と異なるため、ここでは、この点に限定して説明する。

【0257】まず、GTO1cのターンオンにより、スナバコンデンサ4dに蓄積される電力エネルギーを回収コンデンサ7dに回収する場合は、スナバコンデンサ4dが直流電源9bの電圧Eと回収コンデンサ7dの充電電圧eとの和に充電されている状態から、GTO1cをタ

ーンオンさせる。

【0258】これにより、スナバコンデンサ4dの放電経路は、回収コンデンサ7dを介した経路「59」となり、スナバコンデンサ4dの電力エネルギーの一部は、回収コンデンサ7dに回収される。このとき、GTO1c、GTO1dにかかる電流上昇率 $di/dt$ は、補助リアクトル30bにより抑制される。

【0259】その後、スナバコンデンサ4dが電圧0まで放電されても、補助リアクトル30bには電力エネルギーが蓄積されているが、この蓄積エネルギーは、経路「60」を介して回収コンデンサ7dに回収される。従って、スナバコンデンサ4dに蓄積されていた電力エネルギーは、全て回収コンデンサ7dに回収される。

【0260】一方、GTO1cのターンオンにより、スナバコンデンサ4cに蓄積された電力エネルギーを回収コンデンサ7cに回収する場合には、スナバコンデンサ4cが直流電源9aの電圧Eと回収コンデンサ7cの充電電圧eとの和に充電されている状態から、GTO1dをターンオンさせる。

【0261】これにより、スナバコンデンサ4cの放電経路が回収コンデンサ7cを介した経路「61」となり、スナバコンデンサ4cのエネルギーの一部が回収コンデンサ7cに回収される。このとき、GTO1c、GTO1dにかかる電流上昇率 $di/dt$ は、補助リアクトル30aにより抑制される。

【0262】その後、スナバコンデンサ4cが電圧0まで放電されても、補助リアクトル30aには電力エネルギーが蓄積されているが、この蓄積エネルギーは、経路「62」を介して回収コンデンサ7cに回収される。従って、スナバコンデンサ4cに蓄積されていた電力エネルギーは、全て回収コンデンサ7cに回収される。なお、回収コンデンサ7c、7dに接続された電力回生回路8c、8dの動作については、前述（図15）と全く同じであるため説明を省略する。

【0263】実施例19. なお、上記実施例18では、回収コンデンサ7a、7bが正負母線P、Nに接続された場合を示したが、従来（図31）と同様に中間電位点Cに接続されていてもよい。

【0264】図23は回収コンデンサ7a、7bを中間電位点C側に接続した場合のこの発明の実施例19（請求項15に対応）を示す回路構成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。

【0265】この場合、回収コンデンサ7a、7bが従来（図31）と同一位置に設けられている。しかし、図23の構成によれば、回収コンデンサ7a、7bの充電電圧が直流電源9a、9bの電圧E以上となるので、実用上の装置小形化を考慮すれば、実施例18（図22）の方が有利である。

【0266】実施例20. また、上記実施例18（図22）では、単相の3レベルインバータ装置の場合を例に



として説明したが、多相の3レベルインバータ装置に対しても適用可能なことは言うまでもない。また、多相の場合、各相に対して、回収コンデンサ7a~7dおよび電力回生回路8a~8dを共通に接続することにより構成を簡略化することができる。

【0267】図24は多相3レベルインバータ装置に適用した場合のこの発明の実施例20（請求項16に対応）を示す回路構成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。

【0268】この場合、同一構成からなる複数（2相）の3レベルインバータ装置が直流電源9a、9bの左右に対称的に接続されており、回収コンデンサ7a~7dおよび電力回生回路8a~8dは、各相について共通に接続されている。なお、実施例20（図24）における基本的な回路動作については、前述の実施例13~実施例19と全く同じであるため、ここでは説明を省略する。

【0269】また、特に図示はしないが、図15~図23に示した各実施例においても、図24と同様に多相構成化された場合に、電力回生回路8a、8bまたは8a~8dを共通化した回路構成を実現することが可能なことは明らかである。

【0270】実施例21。なお、上記実施例20では、配線インダクタンスの影響を考慮しなかったが、配線インダクタンスの影響を抑制するために、各回収コンデンサ7a~7dに別の回収コンデンサを並列接続してもよい。

【0271】図25は各回収コンデンサ7a~7dに回収コンデンサを並列接続した場合のこの発明の実施例21（請求項17に対応）を示す回路構成図であり、図において、同一符号で示した構成は前述と同様のものである。

【0272】図25において、7e~7hは各回収コンデンサ7a~7dに並列接続された回収コンデンサ、40a~40dは各回収コンデンサ7a~7dの一端と各回収コンデンサ7e~7hの一端との間にそれぞれ挿入された補償回路である。補償回路40a~40dは、ダイオードまたは抵抗器、または、ダイオードおよび抵抗器の直列回路から構成され、配線インダクタンスの影響を抑制する。

【0273】図25のように、3レベルインバータ装置が多相構成の場合、各相について、回収コンデンサ7a~7dを接続し、更に、各相について共通の回収コンデンサ7e~7hを接続する。回収コンデンサ7e~7hおよびこれらに接続される電力回生回路8a~8dは、各相について共通に接続されている。回路の基本的な動作については、前述の各実施例と全く同じであるため、ここでは省略する。

【0274】なお、各相について接続された回収コンデンサ7a~7dと、多相について共通の回収コンデンサ

7e~7hとの間に、補償回路40a~40dを挿入することにより、回収コンデンサ7a~7dおよび7e~7hの間の配線インダクタンスの影響による振動電流を減衰させて抑制することができる。これにより、装置の安定動作を補償することができる。

【0275】また、特に図示はしないが、実施例13

（図15）~実施例19（図23）においても、電力回生回路8a、8bまたは8a、8b、8c、8dを実施例21と同様に共通化する回路構成を実現することが可能なことは明らかである。

【0276】実施例22。また、上記実施例13~実施例17では、スナバコンデンサ4d、4bの静電容量を、好ましくはスナバコンデンサ4a、4cの静電容量に比較して低減することにより、放電抵抗器18a、18bまたは18において消費される電力エネルギーを低減したが、スナバコンデンサ4a、4cとスナバコンデンサ4d、4bとの静電容量の大小関係を上記関係に特に設定しなくてもよい。しかし、3レベルインバータ装置の高効率化に注目するならば、上記関係は重要である。

【0277】また、実施例18~実施例21においても、スナバコンデンサ4a~4dに対して上記静電容量の大小関係を適用すれば、回収コンデンサ7c、7dまたは7g、7hの静電容量の低減することができ、更には、電力回生回路8c、8dの定格を低減することができる。

【0278】また、スナバコンデンサ4a、4dの合成静電容量は、GTO素子単体で負荷電流Ioを遮断した場合にかかる電圧上昇率dv/dtが、GTO素子の定格値以内に収まるような値に設定されることが望ましい。

【0279】なぜなら、GTO1a、1dにかかる負荷電流Io遮断時の電圧上昇率dv/dtが、スナバコンデンサ4a、4cの合成静電容量により抑制され、GTO1c、1bにかかる負荷電流Io遮断時の電圧上昇率dv/dtが、スナバコンデンサ4d、4bの合成静電容量により抑制される回路構成となっているからである。

【0280】このことは、この発明の実施例の3レベルインバータ装置において、クランプダイオード14a、14bに並列にスナバ回路4c、3cおよび4d、3dを接続したことによる利点である。

【0281】実施例23。なお、上記各実施例では、自己消弧型半導体素子としてGTOを用いたが、ターンオン時にかかる急峻な電流上昇率di/dtに耐え得る他の自己消弧型半導体素子、例えば、IGBTなどを適用すれば、アノードリアクトル5a、5b、補助リアクトル30a、30bを省略することができる。

【0282】また、ターンオン時にかかる急峻な電流上昇率di/dtについて臨界値が規定されている自己消弧型半導体素子、例えば、GTOなどを適用した場合に

においても、配線インダクタンスにより、アノードリアクトル5a、5b、補助リアクトル30a、30bの機能を果たせる場合は、回路構成要素としては、省略することもできる。

【0283】実施例24. また、上記各実施例において、クランプダイオード14a、14bと自己消弧型半導体素子1c、1dとの接続配線距離が大きくならざるを得ない場合には、その配線に寄生する配線インダクタンスに蓄えられたエネルギーにより、スパイク電圧が大きくなる場合が想定される。この場合は、配線インダクタンスに蓄積される電力エネルギーを吸収できるコンデンサを接続することが効果的である。

【0284】図26は配線インダクタンスの蓄積エネルギーを吸収するコンデンサを設けた場合のこの発明の実施例24の一例を部分的に示す回路構成図であり、1c、1d、2c、2d、3c、3d、18およびXは前述と同様のものである。4e、4fは各スナバダイオード3c、3dに直列接続されたコンデンサであり、配線インダクタンスに蓄積された電力エネルギーを吸収する。

【0285】実施例25. 更に、上記各実施例では、直流電力を交流電力に変換する3レベルインバータ装置について説明したが、当然のことながら、交流電力を直流電力に変換する3レベルインバータ装置に対しても適用することができ、同等の効果を奏することは言うまでもない。

#### 【0286】

【発明の効果】以上のように、この発明の請求項1によれば、直流電源の正負母線間に直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、第1および第2の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1および第2のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に直列接続されたリアクトルと、第2の自己消弧型半導体素子とリアクトルとの接続点に設けられた出力端子と、第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第3のダイオードからなるスナバ回路と、第1のコンデンサと第3のダイオードとの接続点と出力端子との間に直列接続された第2のコンデンサおよび第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作によって第2のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する電力回生回路とを設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減したので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0287】また、この発明の請求項2によれば、直流

電源の正負母線間に直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、第1および第2の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1および第2のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に直列接続されたリアクトルと、第1の自己消弧型半導体素子とリアクトルとの接続点に設けられた出力端子と、第2の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第3のダイオードからなるスナバ回路と、第1のコンデンサと第3のダイオードとの接続点と出力端子との間に直列接続された第2のコンデンサおよび第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作によって第2のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する電力回生回路とを設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減したので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0288】また、この発明の請求項3によれば、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、第2の自己消弧型半導体素子と第1のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、第3の自己消弧型半導体素子と第2のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、第2の自己消弧型半導体素子と第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、第1のリアクトルと第2の自己消弧型半導体素子との接続点と第1のコンデンサと第7のダイオードとの接続点との間に直列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードと、第2のリアクトルと第3の自己消弧型半導体素子との接続点と第2のコンデンサと第8のダイオードとの接続点との間に直列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードと、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作により第3および第4のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する第1および第

2の電力回生回路とを設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。また、3レベルコンバータ装置に適用して3レベルコンバータ・インバータシステムとして各種電動機を駆動した場合、あるいは電力調相設備に適用した場合には、ランニングコストを減少させてシステム全体の省エネルギー化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0289】また、この発明の請求項4によれば、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、第2の自己消弧型半導体素子と第1のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、第3の自己消弧型半導体素子と第2のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、第2の自己消弧型半導体素子と第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、第5のダイオードに並列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードからなる第3のスナバ回路と、第6のダイオードに並列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードからなる第4のスナバ回路と、第3のコンデンサと第9のダイオードとの接続点と第1のコンデンサと第7のダイオードとの接続点との間に直列接続された第5のコンデンサおよび第11のダイオードと、第2のコンデンサと第8のダイオードとの接続点と第4のコンデンサと第10のダイオードとの接続点との間に直列接続された第6のコンデンサおよび第12のダイオードと、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作により第5および第6のコンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する第1および第2の電力回生回路とを設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧

より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。また、3レベルコンバータ装置に適用して3レベルコンバータ・インバータシステムとして各種電動機を駆動した場合、あるいは電力調相設備に適用した場合には、ランニングコストを減少させてシステム全体の省エネルギー化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0290】また、この発明の請求項5によれば、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に直列接続された第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子と、第1、第2、第3および第4の自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続された第1、第2、第3および第4のダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子間に接続された第1のリアクトルと、第3および第4の自己消弧型半導体素子間に接続された第2のリアクトルと、第2の自己消弧型半導体素子と第1のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第5のダイオードと、第3の自己消弧型半導体素子と第2のリアクトルとの接続点と中間電位点との間に接続された第6のダイオードと、第2の自己消弧型半導体素子と第3の自己消弧型半導体素子との接続点に設けられた出力端子と、第1の自己消弧型半導体素子に並列接続された第1のコンデンサおよび第7のダイオードからなる第1のスナバ回路と、第4の自己消弧型半導体素子に並列接続された第2のコンデンサおよび第8のダイオードからなる第2のスナバ回路と、第5のダイオードに並列接続された第3のコンデンサおよび第9のダイオードからなる第3のスナバ回路と、第6のダイオードに並列接続された第4のコンデンサおよび第10のダイオードからなる第4のスナバ回路と、第3のコンデンサと第9のダイオードとの接続点と第1のコンデンサと第7のダイオードとの接続点との間に接続された第1の抵抗器と、第2のコンデンサと第8のダイオードとの接続点と第4のコンデンサと第10のダイオードとの接続点との間に接続された第2の抵抗器とを設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

果がある。また、3レベルコンバータ装置に適用して3レベルコンバータ・インバータシステムとして各種電動機を駆動した場合、あるいは電力調相設備に適用した場合には、ランニングコストを減少させてシステム全体の省エネルギー化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0291】また、この発明の請求項6によれば、請求項1または請求項2において、正負母線間に直列接続されたコンデンサおよびダイオードと、ダイオードに並列接続された抵抗器とからなる電圧クランプ回路を設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減したので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0292】また、この発明の請求項7によれば、請求項3、請求項4または請求項5において、正負母線と中間電位点との間にそれぞれ直列接続されたコンデンサおよびダイオードと、ダイオードに並列接続された抵抗器とからなる電圧クランプ回路を複数個設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

【0293】また、この発明の請求項8によれば、請求項1または請求項2において、正負母線間に直列接続されたコンデンサおよびダイオードからなる電圧クランプ回路を設けるとともに、コンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する電力回生回路を設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減したので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0294】また、この発明の請求項9によれば、請求項3、請求項4または請求項5において、正負母線と中間電位点との間にそれぞれ直列接続されたコンデンサおよびダイオードからなる電圧クランプ回路を複数個設け

るとともに、コンデンサに蓄積されたエネルギーを直流電源に回生する電力回生回路を設け、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

【0295】また、この発明の請求項10によれば、請求項1または請求項2において、電力回生回路は、第2のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを直流電源に回生するとともに、第2のコンデンサの充電電圧を直流電源の電圧よりも低い値に制御し、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減したので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0296】また、この発明の請求項11によれば、請求項3において、第1および第2の電力回生回路は、第3および第4のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを直流電源に回生するとともに、第3および第4のコンデンサの充電電圧を直流電源の電圧よりも低い値に制御し、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

【0297】また、この発明の請求項12によれば、請求項4において、第1および第2の電力回生回路は、第5および第6のコンデンサに蓄積された過剰なエネルギーを直流電源に回生するとともに、第5および第6のコンデンサの充電電圧を直流電源の電圧よりも低い値に制御し、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損

なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

【0298】また、この発明の請求項13によれば、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第1のクランプダイオードと、第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、正アームと負アームとの接続点に接続された出力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに第1および第2のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、第1の自己消弧型半導体素子に対する第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第1のダイオードおよび第1の回収コンデンサと、第4の自己消弧型半導体素子に対する第2のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第2のダイオードおよび第2の回収コンデンサと、第1のクランプダイオードに対する第3のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第1の放電抵抗器と、第2のクランプダイオードに対する第4のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第2の放電抵抗器と、第1の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の正側に回生する第1の電力回生回路と、第2の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の負側に回生する第2の電力回生回路とを設け、回収コンデンサを直流電源のP側とN側に接続して回収コンデンサの耐圧を低減し、クランプダイオードにスナバ回路を接続して自己消弧型半導体素子の電流遮断耐量を増加し、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせ

る構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。また、3レベルコンバータ装置に適用して3レベルコンバータ・インバータシステムとして各種電動機を駆動した場合、あるいは電力調相設備に適用した場合には、ランニングコストを減少させてシステム全体の省エネルギー化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0299】また、この発明の請求項14によれば、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第1のクランプダイオードと、第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、正アームと負アームとの接続点に接続された出力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに第1および第2のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、第1のクランプダイオードに対する第3のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第1の放電抵抗器と、第2のクランプダイオードに対する第4のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第2の放電抵抗器と、第1の自己消弧型半導体素子に対する第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第3の放電抵抗器と、第4の自己消弧型半導体素子に対する第2のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第4の放電抵抗器とを設け、回収コンデンサを直流電源のP側とN側に接続して回収コンデンサの耐圧を低減し、クランプダイオードにスナバ回路を接続して自己消弧型半導体素子の電流遮断耐量を増加し、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成としたので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

また、3レベルコンバータ装置に適用して3レベルコンバータ・インバータシステムとして各種電動機を駆動した場合、あるいは電力調相設備に適用した場合には、ランニングコストを減少させてシステム全体の省エネルギー化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0300】また、この発明の請求項15によれば、中間電位点を有する直流電源の正負母線間に正アームとして直列接続された第1および第2の自己消弧型半導体素子と、正負母線間に負アームとして直列接続された第3および第4の自己消弧型半導体素子と、自己消弧型半導体素子の各々に逆並列接続されたフリーホイールダイオードと、第1および第2の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第1のクランプダイオードと、第3および第4の自己消弧型半導体素子の直列接続点と中間電位点との間に接続された第2のクランプダイオードと、正アームと負アームとの接続点に接続された出力端子とを備えた3レベルインバータからなる電力変換装置において、正負アームの各々に直列接続されたアノードリアクトルと、第1および第4の自己消弧型半導体素子ならびに第1および第2のクランプダイオードにそれぞれ並列接続されたスナバダイオードおよびスナバコンデンサからなる第1、第2、第3および第4のスナバ回路と、第1の自己消弧型半導体素子に対する第1のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と正側母線との間に接続された第1のダイオードおよび第1の回収コンデンサと、第4の自己消弧型半導体素子に対する第2のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と負側母線との間に接続された第2のダイオードおよび第2の回収コンデンサと、第1のクランプダイオードに対する第3のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第3のダイオード、第1のリアクトルおよび第3の回収コンデンサと、第2のクランプダイオードに対する第4のスナバ回路のスナバダイオードとスナバコンデンサとの接続点と中間電位点との間に接続された第4のダイオード、第2のリアクトルおよび第4の回収コンデンサと、第1の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の正側に回生する第1の電力回生回路と、第2の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の負側に回生する第2の電力回生回路と、第3の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の正側に回生する第3の電力回生回路と、第4の回収コンデンサからエネルギーを取り出して、中間電位点で分割される直流電源の負側に回生する第4の電力回生回路とを設け、回収コンデンサを直流電源のP側とN側に接続して回収コンデンサの耐圧を低減し、クランプダイオードにスナバ回路を接続して自己消弧型半導体素子の電流遮断耐量を増加し、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられ

たエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成とし、更に、自己消弧型半導体素子あるいはクランプダイオードに接続されるスナバ回路の構成要素であるスナバコンデンサとアノードリアクトルに蓄積される全てのエネルギーを4つの回収コンデンサに回収でき、各々の回収コンデンサに接続される電力回生回路により中間電位点で分割される直流電源の正側あるいは負側に回生できるように構成したので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。また、3レベルコンバータ装置に適用して3レベルコンバータ・インバータシステムとして各種電動機を駆動した場合、あるいは電力調相設備に適用した場合には、ランニングコストを減少させてシステム全体の省エネルギー化を実現した電力変換装置が得られる効果がある。

【0301】また、この発明の請求項16によれば、請求項15において、第1、第2、第3および第4の回収コンデンサと、第1、第2、第3および第4の電力回生回路とを、それぞれ複数の相について共通に接続し、回収コンデンサを直流電源のP側とN側に接続して回収コンデンサの耐圧を低減し、クランプダイオードにスナバ回路を接続して自己消弧型半導体素子の電流遮断耐量を増加し、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立ち上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成とし、更に、自己消弧型半導体素子あるいはクランプダイオードに接続されるスナバ回路の構成要素であるスナバコンデンサとアノードリアクトルに蓄積される全てのエネルギーを4つの回収コンデンサに回収でき、各々の回収コンデンサに接続される電力回生回路により中間電位点で分割される直流電源の正側あるいは負側に回生できるように構成したので、回収コンデンサおよび電力回生回路を複数の相で共用でき、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

【0302】また、この発明の請求項17によれば、請求項15において、第1、第2、第3および第4の回収コンデンサにそれぞれ並列接続された第5、第6、第7および第8の回収コンデンサを設け、第5、第6、第7

および第8の回収コンデンサと、第1、第2、第3および第4の電力回生回路とを、それぞれ複数の相について共通に接続し、回収コンデンサの合成容量を増加させて電圧クランプ作用を強化し、回収コンデンサを直流電源のP側とN側に接続して回収コンデンサの耐圧を低減し、クランプダイオードにスナバ回路を接続して自己消弧型半導体素子の電流遮断耐量を増加し、スナバ回路およびリアクトルに蓄えられたエネルギーを回収するための回収コンデンサを、直流電源電圧より低い電圧に制御して低電圧化するとともにその充電極性を常に片極性とし、自己消弧型半導体素子に加わる急峻な電圧および電流の立上りを所望値に抑制する機能を損なうことなく自己消弧型半導体素子のスナバ回路の構成要素を低減し、かつスナバコンデンサの容量選定に自由度をもたせる構成とし、更に、自己消弧型半導体素子あるいはクランプダイオードに接続されるスナバ回路の構成要素であるスナバコンデンサとアノードリクアトルに蓄積される全てのエネルギーを4つの回収コンデンサに回収でき、各々の回収コンデンサに接続される電力回生回路により中間電位点で分割される直流電源の正側あるいは負側に回生できるように構成したので、回収コンデンサおよび電力回生回路を複数の相で共用でき、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

【0303】また、この発明の請求項18によれば、請求項13、請求項14、請求項15、請求項16または請求項17において、第3および第4のスナバ回路のスナバコンデンサは、第1および第2のスナバ回路のスナバコンデンサの静電容量よりも低減された静電容量を有し、第3および第4のスナバ回路を構成するスナバコンデンサに蓄積されるエネルギーを減じさせ、第3および第4のスナバ回路を構成するスナバコンデンサを小形化するとともに、放電抵抗器における消費電力の低減化を実現したので、小形化およびローコスト化ならびに高効率化を実現するとともに、信頼性を向上させた電力変換装置が得られる効果がある。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の請求項1に対応した実施例1によるインバータ装置を示す回路構成図である。

【図2】この発明の実施例1の動作を説明するために図1内の自己消弧型半導体素子のスイッチングモードと出力端子電圧との関係を示す説明図である。

【図3】この発明の実施例1の動作を説明するために図1の回路に流れる電流の経路を示す説明図である。

【図4】この発明の請求項2に対応した実施例2によるインバータ装置を示す回路構成図である。

【図5】この発明の請求項3に対応した実施例3による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図6】この発明の実施例3の動作を説明するために図5内の自己消弧型半導体素子のスイッチングモードと出

力端子電圧との関係を示す説明図である。

【図7】この発明の実施例3の動作を説明するために図5の回路に流れる電流の経路を示す説明図である。

【図8】この発明の請求項4に対応した実施例4による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図9】この発明の実施例1～実施例4における電力回生回路の具体例を示す回路構成図である。

【図10】この発明の請求項5に対応した実施例6による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図11】この発明の請求項6に対応した実施例7によるインバータ装置を示す回路構成図である。

【図12】この発明の請求項7に対応した実施例7による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図13】この発明の請求項8に対応した実施例8によるインバータ装置を示す回路構成図である。

【図14】この発明の請求項9に対応した実施例8による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図15】この発明の請求項13に対応した実施例13による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図16】この発明の実施例13の動作を説明するために図15内の自己消弧型半導体素子のスイッチング動作を示すタイミングチャートである。

【図17】この発明の実施例13の動作を説明するために図15の回路に流れる電流の経路を示す説明図である。

【図18】この発明の請求項13に対応した実施例14による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図19】この発明の請求項14に対応した実施例15による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図20】この発明の請求項14に対応した実施例16による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図21】この発明の請求項13および請求項14に対応した実施例17による3レベルインバータ装置の放電抵抗器の接続部を示す回路構成図である。

【図22】この発明の請求項15に対応した実施例18による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図23】この発明の請求項15に対応した実施例19による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図24】この発明の請求項16に対応した実施例20による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図25】この発明の請求項17に対応した実施例21による3レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

59

【図 26】この発明の実施例 21 による 3 レベルインバータ装置の要部を示す回路構成図である。

【図 27】従来の電力変換装置としてのインバータ装置を示す回路構成図である。

【図 28】従来の電力変換装置としてのインバータ装置の他の例を示す回路構成図である。

【図 29】従来の電力変換装置としての 3 レベルインバータ装置を示す回路構成図である。

【図 30】従来の電力変換装置としての 3 レベルインバータ装置の他の例を示す回路構成図である。

【図 31】従来の電力変換装置としての 3 レベルインバータ装置の更に異なる例を示す回路構成図である。

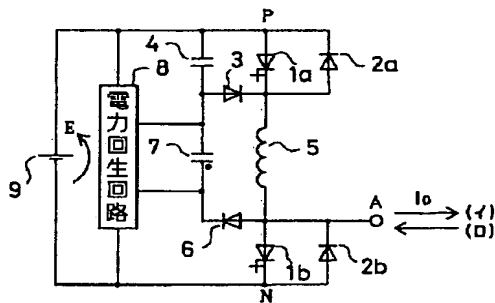
【符号の説明】

- 1 a ~ 1 d GTO (自己消弧型半導体素子)  
2 a ~ 2 d フリーホイールダイオード  
3, 3 a ~ 3 d スナバダイオード

60

- 4, 4 a ~ 4 d スナバコンデンサ  
5, 5 a, 5 b アノードリアクトル  
6, 6 a ~ 6 d 極性ダイオード  
7, 7 a ~ 7 h 回収コンデンサ  
8, 8 a ~ 8 d 電力再生回路  
9, 9 a, 9 b 直流電源  
14 a, 14 b クランプダイオード  
18, 18 a ~ 18 d 放電抵抗器  
26, 26 a, 26 b ダイオード  
27, 27 a, 27 b コンデンサ  
30 a, 30 b 補助リアクトル  
A, X 出力端子  
C 中間電位点  
P 正側母線  
N 負側母線

【図 1】



- 1a, 1b : GTO  
2a, 2b : フリーホイールダイオード  
3 : スナバダイオード  
4 : スナバコンデンサ  
5 : リアクトル  
6 : 極性ダイオード  
7 : 回収コンデンサ  
9 : 直流電源  
A : 出力端子  
P, N : 正負母線

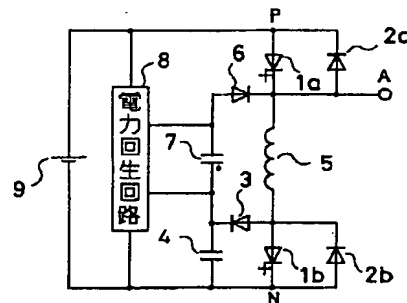
【図 2】

出力端子電圧	0		E
GTO/a	オフ	モード1	オン
GTO/b	オン	モード2	オフ

【図 3】

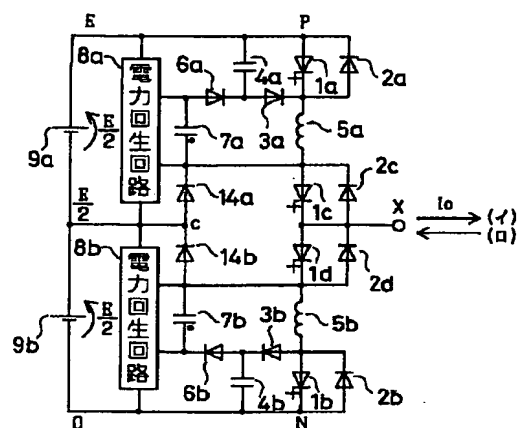
経路 1	N → 2b → A
経路 2	9 → 1a → 5 → A
経路 3	4 → 1a → 5 → 6 → 7 → 4
経路 4	5 → 6 → 7 → 3 → 5
経路 5	9 → 4 → 3 → 5 → A
経路 6	A → 1b → N
経路 7	A → 6 → 7 → 4 → 9
経路 8	A → 5 → 2a → 9

【図 4】





【図5】



- 1c, 1d : GTO  
 2c, 2d : フリーホイールダイオード  
 3a, 3b : スナバダイオード  
 4a, 4b : スナバコンデンサ  
 5a, 5b : アノードリアクトル  
 6a, 6b : 極性ダイオード  
 7a, 7b : 回復コンデンサ  
 9a, 9b : 直流電源  
 14a, 14b : クランプダイオード  
 C : 中間電位点  
 X : 出力端子

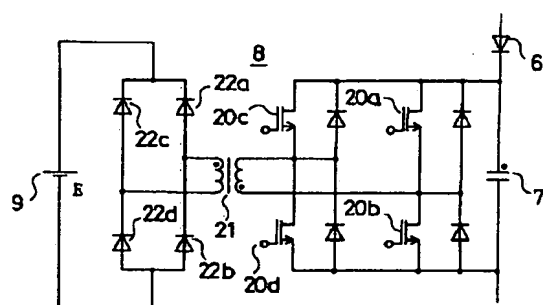
【図6】

出力端子電圧	0		$\frac{E}{2}$		E
GTO/a	オフ	モード1	オフ	モード2	オン
GTO/b	オフ		オン		オン
GTO/c	オン	モード4	オン	モード3	オフ
GTO/d	オン		オフ		オフ

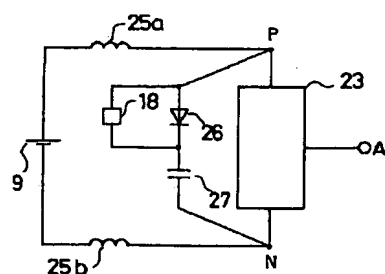
【図7】

経路 1	N → 2b → 5b → 2d → X
経路 2	9b → 14a → 1c → X
経路 3	9b → 14a → 1c → 1d → 5b → 3b → 4b → 9b
経路 4	5b → 3b → 6b → 7b → 5b
経路 5	9a → 1a → 5a → 1c → X
経路 6	4a → 1a → 5a → 7a → 6a → 4a
経路 7	5a → 7a → 6a → 3a → 5a
経路 8	9a → 4a → 3a → 5a → 1c → X
経路 9	N → 4b → 6b → 7b → 2d → X
経路 10	4d → 14a → 1c → 1d → 5b → 3b → 7b → 6b → 4d
経路 11	5b → 3b → 7b → 6b → 3d → 5b
経路 12	9a → 1a → 5a → 3c → 4c → 9a
経路 13	4a → 1a → 5a → 3c → 6a → 7a → 4a
経路 14	5a → 3c → 6a → 7a → 3a → 5a
経路 15	9b → 4c → 6a → 7a → 3a → 5a → 1c → X
経路 16	9b → 4d → 3d → 2d → X
経路 17	N → 4b → 7b → 6b → 3d → 2d → X

【図9】

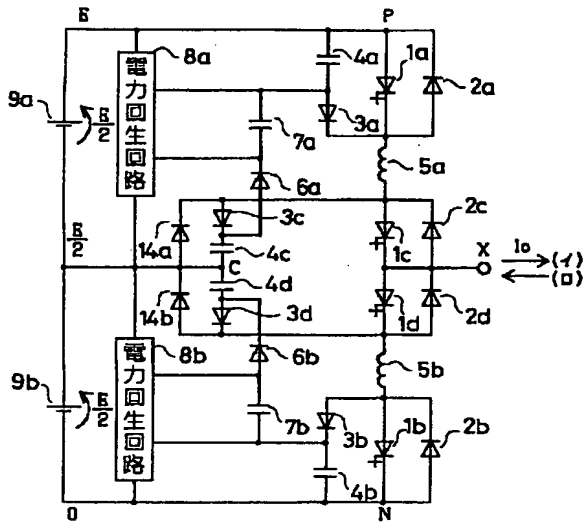


【図11】



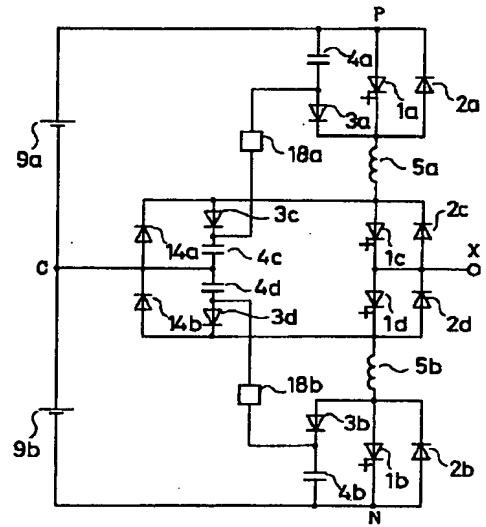
- 18 : 放電抵抗器  
 26 : ダイオード  
 27 : コンデンサ

【図 8】



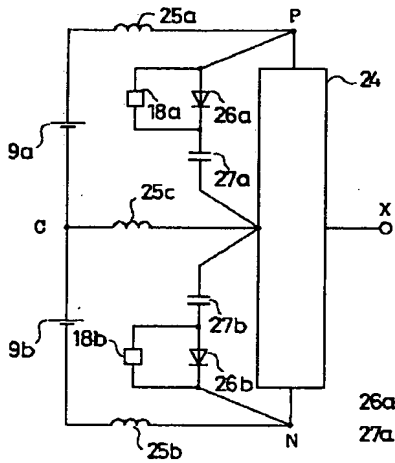
3c, 3d: スナバダイオード  
4c, 4d: スナバコンデンサ

【図 10】



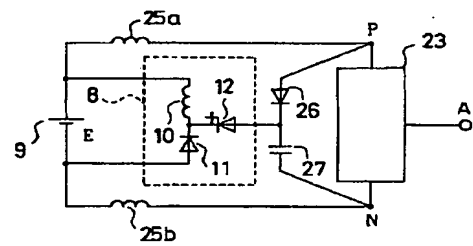
18a, 18b: 放電抵抗器

【図 12】

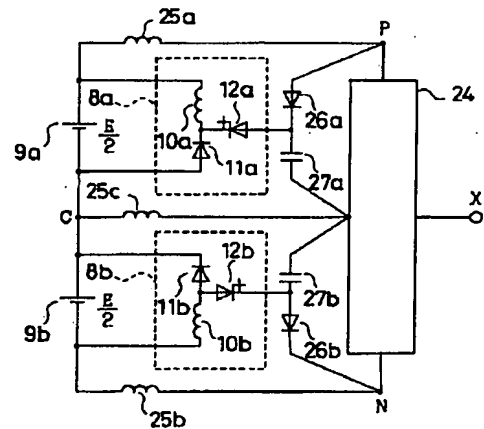


26a, 26b: ダイオード  
27a, 27b: コンデンサ

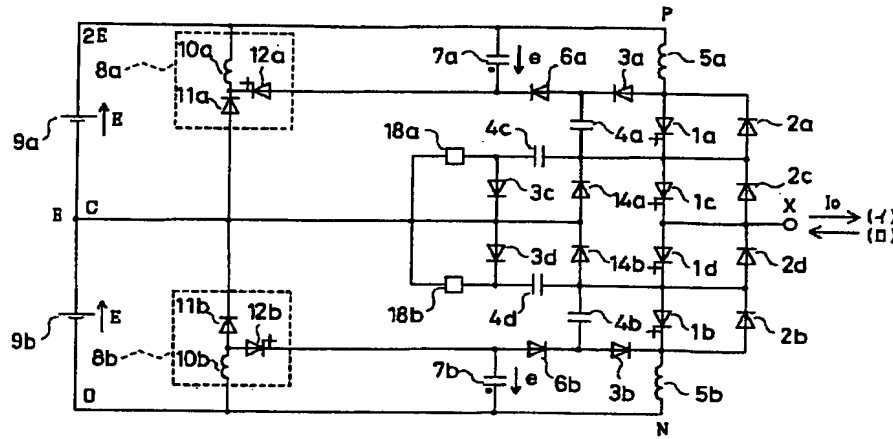
【図 13】



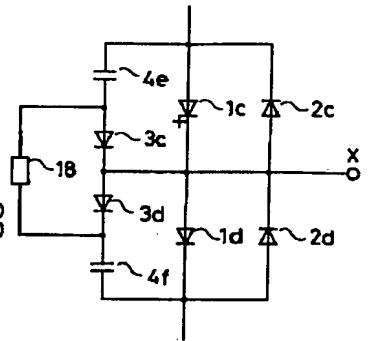
【図 14】



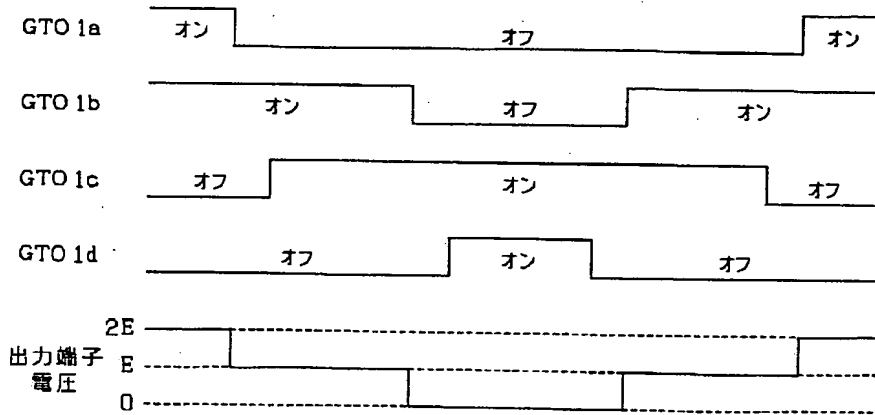
【図15】



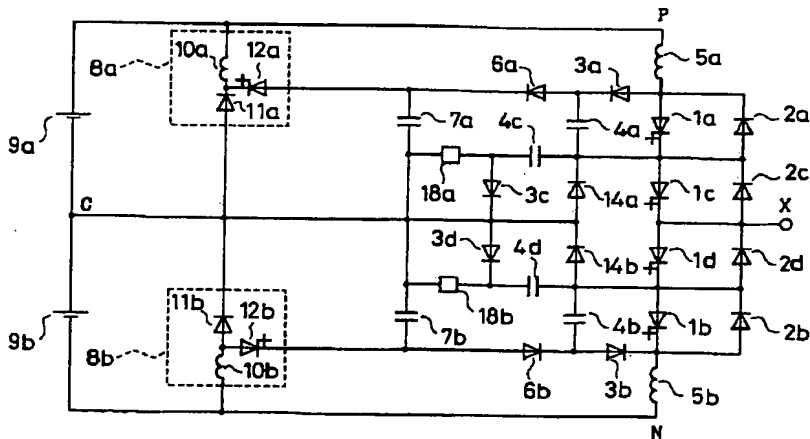
【図26】



【図16】

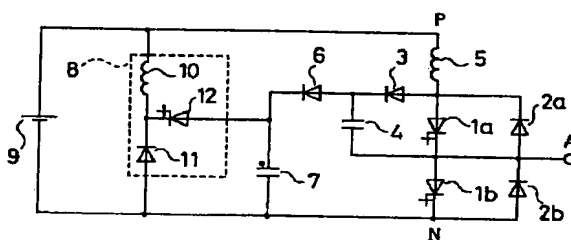


【図18】

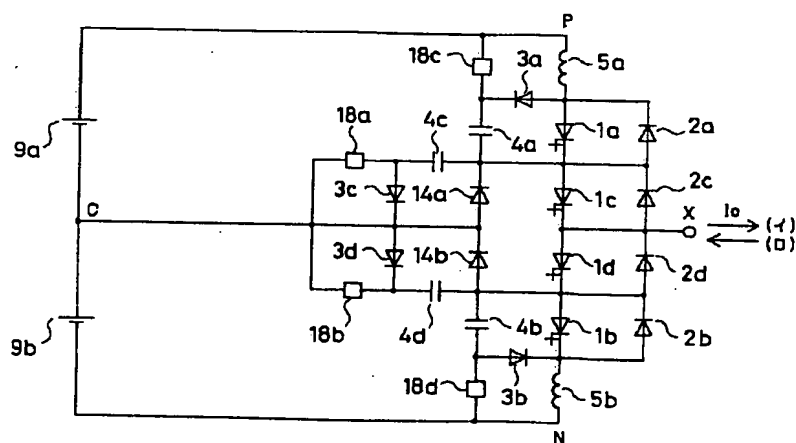


【図 21】

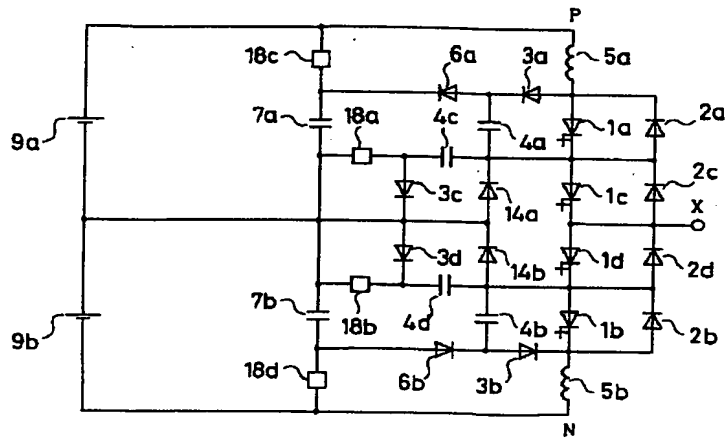
【图 27】



【图 19】

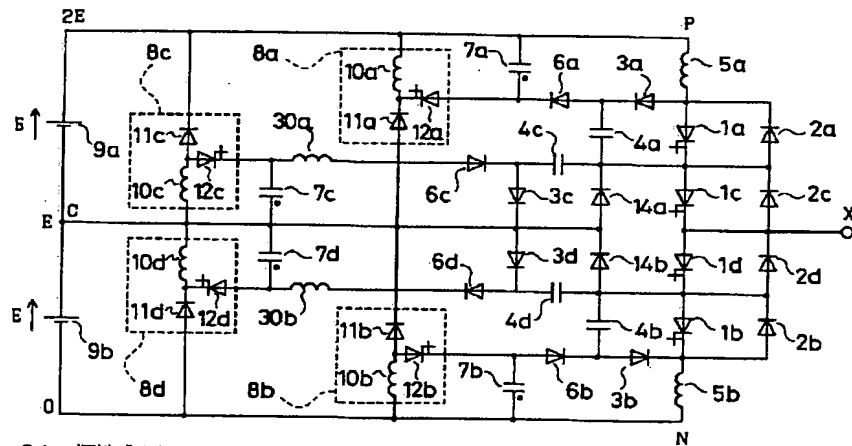


【図20】



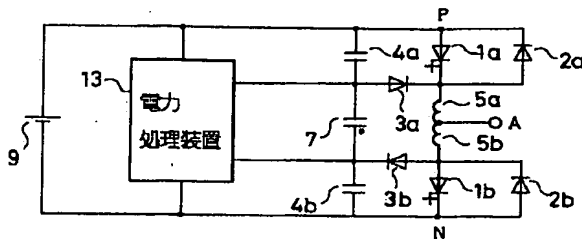
18c, 18d : 放電抵抗器

【図22】



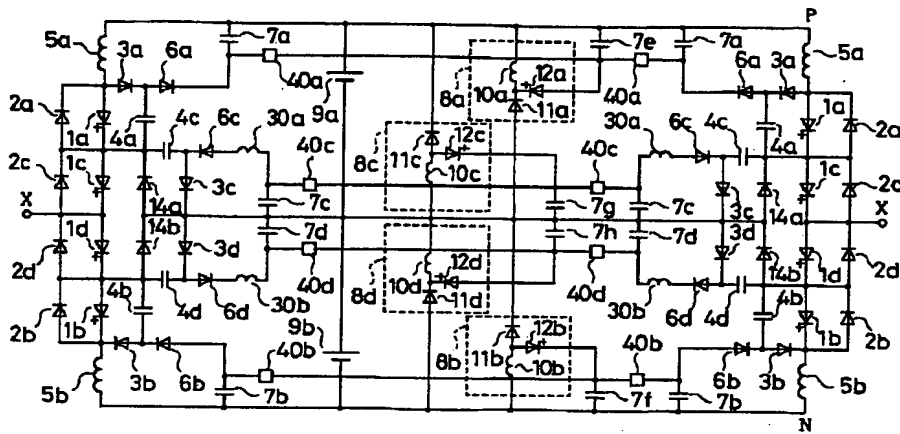
6c, 6d : 極性ダイオード  
7c, 7d : 回復コンデンサ  
8c, 8d : 電力回生回路  
30a, 30b : 補助リアクトル

【図28】



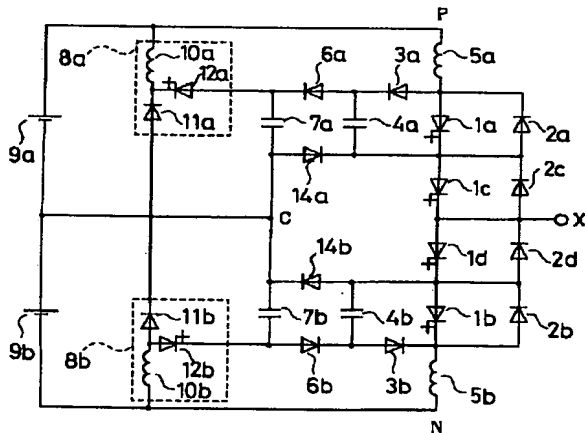
7a~7d : 回収コンデンサ

【図25】

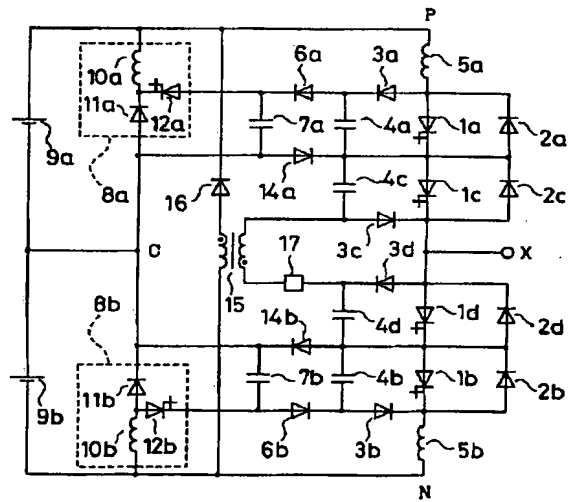


7e~7h : 回復コンデンサ

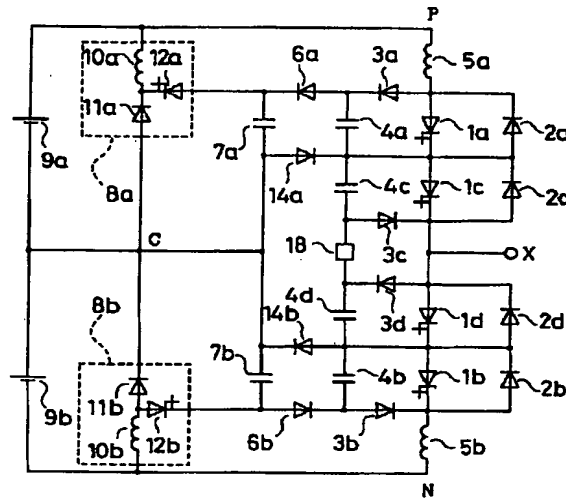
【図29】



【図30】



【図31】



## 【手続補正書】

【提出日】平成6年1月13日

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0002

【補正方法】変更

【補正内容】

【0002】

【従来の技術】図27は例えば抵抗器による損失を無くしたスナバ回路を適用したインバータ装置からなる従来の電力変換装置を示す回路構成図である。このような電力変換装置は、例えば、1985年にジェイ・シー・ベンディーン他(J. C. BENDIEN et al)がアイ・イー・イー・イー・ピー・イー・エス・シー(IEEE PES)の第165頁～第170頁で発表した「高スイッチング周波数を用いたパワー電子アプリケーションにおけるスナバエネルギーの再生回路(RECOVERY CIRCUIT FOR SNUBBER ENERGY IN POWER ELECTRONICS APPLICATIONS WITH HIGH SWITCHING FREQUENCIES)」に記載されている。

## 【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0016

【補正方法】変更

【補正内容】

【0016】このような3レベルインバータ装置からなる電力変換装置の場合、中間電位点Cで分割された直列

の直流電源9a、9bに対応して、それぞれ同様の構成からなる対称回路を有する。即ち、GTO1a、1cは、正側母線Pに接続された正アームを構成し、GTO1d、1bは、負側母線Nに接続された負アームを構成し、スナバ回路3a、4a、6a、7aおよび電力再生回路8aは正アームのGTO1aおよび負アームのGTO1dに関連し、スナバ回路3b、4b、6b、7bおよび電力再生回路8bは負アームのGTO1bおよび正アームのGTO1cに関連している。

## 【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0020

【補正方法】変更

【補正内容】

【0020】図30および図31は、スナバ回路に蓄積されたエネルギーを直流電源に再生する手段を備えた3レベルインバータ装置からなる従来の電力変換装置を示す回路構成図であり、このような電力変換装置は、上記特開平1-198280号公報に記載されている。

## 【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0021

【補正方法】変更

【補正内容】

【0021】図において、1a～1d、2a～2d、3a、3b、4a、4b、5a、5b、6a、6b、7a、7b、8a、8b、9a、9bおよび14a、14bは図29内のものと同様のものである。



## 【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0031

【補正方法】変更

【補正内容】

【0031】更に、GTO1a、1bに対してスナバコンデンサ4a、4bを備えているが、2つのコンデンサ4a、4bの配置や容量選定次第によっては、GTO1a、1bに対してスナバコンデンサ4a、4bを設ける必要はなくなる（図27内のスナバコンデンサ4参照）。従って、回路構成の改良により、図28内のインバータ装置の構成要素は低減可能であることが想像することができる。

## 【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0093

【補正方法】変更

【補正内容】

【0093】次に、負荷電流 $I_o$ の向きが矢印（ロ）の場合の2つのスイッチングモードにおける回路動作について説明する。まず、モード「1」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「6」に流れており、出力端子Aの電圧は0であり、スナバコンデンサ4の電圧は $(E+e)$ である。この状態から、GTO1bをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1aをターンオンさせる場合を考える。

## 【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0098

【補正方法】変更

【補正内容】

【0098】スナバコンデンサ4は、電圧0まで放電され、スナバコンデンサ4の電力エネルギーは回収コンデンサ7に回収される。また、フリーホイールダイオードが導通するための負荷電流 $I_o$ は、経路「8」より流れ始める。ここで、短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1aをターンオンさせても回路状態は変化しない。

## 【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0101

【補正方法】変更

【補正内容】

【0101】GTO1bをターンオンさせると、リアクトル5に直流電源9の電圧 $E$ が印加されることにより、GTO1bにかかる電流上昇率 $di/dt$ がリアクトル5により抑制されつつ、負荷電流 $I_o$ は経路6に流れ始める。このときの電流上昇率 $di/dt$ は、上記（1）式から求められる。

## 【手続補正9】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0102

【補正方法】変更

【補正内容】

【0102】また、スナバコンデンサ4は、経路9により電圧 $(E+e)$ まで充電される。このため、リアクトル5の電流の向きは、初期状態に流れていた電流の向きとは逆方向となる。従って、スナバコンデンサ4の充電直後においては、リアクトル5に過剰にエネルギーが蓄積されているが、極性ダイオード6が導通するため、経路「4」によりそのエネルギーは回収コンデンサ7に回収される。従って、リアクトル5の電流は0に収束する。以上の過程を経て、負荷電流 $I_o$ は経路「6」に流れ、出力端子Aの電圧は0となる。

## 【手続補正10】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0115

【補正方法】変更

【補正内容】

【0115】モード「1」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「1」で流れており、出力端子Xの電圧は0であり、スナバコンデンサ4aは電圧 $(E+e)$ に充電されており、スナバコンデンサ4bの電圧は0である。この状態から、GTO1bをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1cをターンオンさせる場合を考える。ここで、GTO1bをターンオフさせても回路状態は変化しない。

## 【手続補正11】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0116

【補正方法】変更

【補正内容】

【0116】GTO1cをターンオンさせると、アノードリアクトル5bに直流電源9bの電圧 $E$ が印加されることにより、GTO1bにかかる電流上昇率 $di/dt$ がアノードリアクトル5bにより抑制されつつ、負荷電流 $I_o$ は経路「2」に流れ始める。このときの電流上昇率 $di/dt$ は、以下の（5）式から求められる。但し、 $L_s$ はアノードリアクトル5a、5bのインダクタンスである。

## 【手続補正12】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0119

【補正方法】変更

【補正内容】

【0119】また、モード「2」の初期状態においては、負荷電流 $I_o$ が経路「2」で流れており、出力端子Xの電圧は $E/2$ であり、スナバコンデンサ4a、4bは電圧 $(E+e)$ に充電されている。この状態から、GTO1dをターンオフさせ、更に短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1aをターンオンさせる場合を考える。ここで、

GTO 1 d をターンオフさせても回路状態は変化しない。

【手続補正 13】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0122

【補正方法】変更

【補正内容】

【0122】モード「3」の初期状態においては、負荷電流  $I_o$  が経路「5」に流れており、出力端子 X の電圧は E であり、スナバコンデンサ 4 a の電圧は 0 であり、スナバコンデンサ 4 b は電圧  $(E + e)$  に充電されている。この状態から、GTO 1 a をターンオフさせ、短絡防止時間 T d 後に GTO 1 d をターンオンさせる場合を考える。

【手続補正 14】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0125

【補正方法】変更

【補正内容】

【0125】スナバコンデンサ 4 a は電圧  $(E + e)$  まで充電され、クランプダイオード 14 a が導通するため、負荷電流  $I_o$  は経路「2」に流れ始める。スナバコンデンサ 4 a の充電直後においては、アノードリアクトル 5 a に過剰にエネルギーが蓄積されているが、経路 7 により過剰エネルギーは回収コンデンサ 7 a に回収される。ここで、短絡防止時間 T d 後に GTO 1 d をターンオンさせても回路状態は変化しない。以上の過程を経て、負荷電流  $I_o$  は経路「2」に流れ、出力端子 X の電圧は  $E/2$  となる。

【手続補正 15】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0126

【補正方法】変更

【補正内容】

【0126】モード「4」の初期状態においては、負荷電流  $I_o$  が経路「2」で流れており、出力端子 X の電圧は  $E/2$  であり、スナバコンデンサ 4 a, 4 b の電圧は  $(E + e)$  である。この状態から、GTO 1 c をターンオフさせ、更に短絡防止時間 T d 後に GTO 1 b をターンオンさせる場合を考える。

【手続補正 16】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0127

【補正方法】変更

【補正内容】

【0127】GTO 1 c をターンオフさせると、負荷電流  $I_o$  が遮断され、経路「9」により負荷電流  $I_o$  が供給される。このとき、スナバコンデンサ 4 b が負荷電流  $I_o$  によって放電されることにより、GTO 1 c にかかる電圧上昇率が抑制される。経路「9」にはスナバコン

デンサ 4 b および回収コンデンサ 7 b が直列配置されているので、その電圧上昇率  $dv/dt$  は、以下の (7) 式から求められる。但し、C o は回収コンデンサ 7 a, 7 b の静電容量である。

【手続補正 17】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0131

【補正方法】変更

【補正内容】

【0131】スナバコンデンサ 4 b は 0 まで放電され、スナバコンデンサ 4 b のエネルギーは回収コンデンサ 7 b に回収される。また、フリーホイールダイオード 2 d が導通するため、負荷電流は経路「1」に流れ始める。ここで、短絡防止時間 T d 後に GTO 1 b をターンオンさせても回路状態は変化しない。以上の過程を経て、負荷電流  $I_o$  は経路「1」に流れ、出力端子 X の電圧は 0 となる。

【手続補正 18】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0150

【補正方法】変更

【補正内容】

【0150】GTO 1 a をターンオフさせると、負荷電流  $I_o$  は遮断されて経路 8 にバイパスされる。また、スナバコンデンサ 4 c も経路「15」により放電する。つまり、負荷電流  $I_o$  は経路「8」および経路「15」により供給されることになる。これにより、GTO 1 a にかかる電圧上昇率  $dv/dt$  が抑制される。

【手続補正 19】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0158

【補正方法】変更

【補正内容】

【0158】GTO 1 c をターンオフさせると、負荷電流  $I_o$  が遮断されて経路「16」にバイパスされ、スナバコンデンサ 4 b も経路「17」により放電する。つまり、負荷電流  $I_o$  は、経路「16」および経路「17」により供給されることになる。これにより、GTO 1 c にかかる電圧上昇率  $dv/dt$  が抑制される。

【手続補正 20】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0160

【補正方法】変更

【補正内容】

【0160】その後、スナバコンデンサ 4 d は電圧  $(E + e)$  まで充電され、スナバコンデンサ 4 b は経路「17」により電圧 0 まで放電するため、スナバコンデンサ 4 b のエネルギーは回収コンデンサ 7 b に回収される。これにより、フリーホイールダイオード 2 b が導通するため、負荷電流  $I_o$  は経路「1」に流れ始める。ここで、

短絡防止時間  $T_d$  後に  $GTO1b$  をターンオンさせても回路状態は変化しない。

【手続補正 21】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0170

【補正方法】変更

【補正内容】

【0170】つまり、まず、スイッチ  $20a$ 、 $20d$  をオンさせると、変成器 21 の 1 次側には、回収コンデンサ 7 の電圧が「点」を付した側を正として印加され、変成器 21 の 2 次側には、その  $Nk$  倍の電圧が、「点」を付した側を正として誘起される。

【手続補正 22】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0171

【補正方法】変更

【補正内容】

【0171】変成器 21 の 2 次誘起電圧が直流電源 9 の電圧  $E$  以上であれば、ブリッジ構成のダイオード  $22a \sim 22d$  のうちのダイオード  $22a$ 、 $22d$  が導通し、回収コンデンサ 7 が放電して変成器 21 の 1 次側に流れ、その放電電流の  $1/N$  倍の電流が 2 次側に流れることになる。従って、回収コンデンサ 7 のエネルギーを直流電源 9 に回生することができる。

【手続補正 23】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0205

【補正方法】変更

【補正内容】

【0205】いま、正アームの  $GTO1a$ 、 $1c$  がオン、負アームの  $GTO1d$ 、 $1b$  がオフしており、経路「41」（図 17 参照）を介して、出力端子  $X$  から図中矢印（イ）の方向に負荷電流  $I_o$  が流れているものとする。このとき、スナバコンデンサ  $4a$ 、 $4d$  の各電圧は 0、スナバコンデンサ  $4c$ 、 $4b$  の電圧は、直流電源  $9a$ 、 $9b$  の電圧  $E$  と回収コンデンサ  $7a$ 、 $7b$  の電圧  $e$  との和の電圧値に充電されており、この状態から、 $GTO1a$  をターンオフさせて負荷電流  $I_o$  を遮断し、ある短絡防止時間  $T_d$  後に  $GTO1d$  をターンオンさせる場合を考える。

【手続補正 24】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0212

【補正方法】変更

【補正内容】

【0212】 $GTO1c$  をターンオフさせると、遮断された負荷電流  $I_o$  は経路「46」にバイパスされ、スナバコンデンサ  $4d$  は、直流電源  $9b$  の電圧  $E$  と回収コンデンサ  $7b$  の電圧  $e$  との和の電圧値まで充電される。このとき、スナバコンデンサ  $4d$  は、 $GTO1c$  にかかる

電圧上昇率  $dv/dt$  を抑制する。

【手続補正 25】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0217

【補正方法】変更

【補正内容】

【0217】このとき、スナバコンデンサ  $4c$ 、 $4b$  の各電圧は 0、スナバコンデンサ  $4a$ 、 $4d$  は、直流電源  $9a$ 、 $9b$  の電圧  $E$  と回収コンデンサ  $7a$ 、 $7b$  の電圧  $e$  との和の電圧値に充電されている。この状態から、 $GTO1b$  をターンオフさせ、短絡防止時間  $T_d$  後に  $GTO1c$  をターンオンさせる場合を考える。

【手続補正 26】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0218

【補正方法】変更

【補正内容】

【0218】ここで、 $GTO1b$  をターンオフさせても、経路「49」を介して出力端子  $X$  から図中矢印（イ）の方向に負荷電流  $I_o$  が流れているため、回路状態は変化しない。 $GTO1c$  をターンオンさせると、アノードリアクトル  $5b$  には分割された直流電源  $9b$  の電圧  $E$  が印加され、 $GTO1c$  にかかる電流上昇率  $di/dt$  がアノードリアクトル  $5b$  に抑制されつつ、負荷電流  $I_o$  は経路「45」に供給され始める。

【手続補正 27】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0228

【補正方法】変更

【補正内容】

【0228】その直後においては、アノードリアクトル  $5a$  に電力エネルギーが過剰に蓄積されているが、経路「43」を介して、過剰エネルギーは全て回収コンデンサ  $7a$  に回収される。なお、従来（図 31）と異なる点は、この経路「43」、「53」に直流電源  $9a$  が含まれない点である。従って、回収コンデンサ  $7a$  の充電電圧を低減することができる。

【手続補正 28】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0231

【補正方法】変更

【補正内容】

【0231】次に、電力回生回路  $8a$ 、 $8b$  の動作について説明する。電力回生回路  $8a$ 、 $8b$  自体はこの発明の主なるものではないが、適用可能な公知の具体的回路によりこの発明の実施例 13 が実現可能であることを示す。まず、回収コンデンサ  $7a$  に接続される電力回生回路  $8a$  について説明する。

【手続補正 29】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0242

【補正方法】変更

【補正内容】

【0242】次に、出力端子Xの電圧をEから0に変化させるために、GTO1cをターンオフさせて、短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1bをターンオンさせると、経路「57」を介してスナバコンデンサ4bは電圧0まで放電する。このとき、図15においては回収コンデンサ7bに回収されていた電力エネルギーが、放電抵抗器18dにより消費される。また、アノードリアクトル5bに一部の電力エネルギーが移されるが、経路「58」を介して、その一部エネルギーも放電抵抗器18dにより消費される。

【手続補正30】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0243

【補正方法】変更

【補正内容】

【0243】次に、出力端子Xの電圧を0からEに変化させるために、GTO1cをターンオフさせて、短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1cをターンオンさせる場合にについて説明する。

【手続補正31】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0245

【補正方法】変更

【補正内容】

【0245】次に、出力端子Xの電圧をEから2Eに変化させるために、GTO1cをターンオフさせて、短絡防止時間 $T_d$ 後にGTO1aをターンオンさせる場合にについて説明する。まず、GTO1aのターンオンにより、GTO1aに流れる電流が負荷電流 $I_o$ 以上になり、経路「52」に流れる過剰な電流により、アノードリアクトル5aに電力エネルギーが過剰に蓄えられる。このとき、図15においては回収コンデンサ7aに回収されていたエネルギーが、経路「56」を介して、全て放電抵抗器18cにより消費される。

【手続補正32】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0260

【補正方法】変更

【補正内容】

【0260】一方、GTO1dのターンオンにより、スナバコンデンサ4cに蓄積された電力エネルギーを回収コンデンサ7cに回収する場合には、スナバコンデンサ4cが直流電源9aの電圧Eと回収コンデンサ7cの充電電圧 $e$ との和に充電されている状態から、GTO1dをターンオンさせる。

【手続補正33】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0281

【補正方法】変更

【補正内容】

【0281】実施例23. なお、近年では、GTO1a～1dとフリーホイールダイオード2a～2dとを一体化した逆導通GTOも開発されており、それを適用した場合、フリーホイールダイオード2a～2dは省略され得る。また、上記各実施例では、自己消弧型半導体素子としてGTOを用いたが、ターンオン時にかかる急峻な電流上昇率 $di/dt$ に耐え得る他の自己消弧型半導体素子、例えば、IGBTなどを適用すれば、アノードリアクトル5a、5b、補助リアクトル30a、30bを省略することができる。

【手続補正34】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図3

【補正方法】変更

【補正内容】

【図3】

経路1	N → 2b → A
経路2	9 → 1a → 5 → A
経路3	4 → 1a → 5 → 6 → 7 → 4
経路4	5 → 6 → 7 → 3 → 5
経路5	9 → 4 → 3 → 5 → A
経路6	A → 1b → N
経路7	A → 6 → 7 → 4 → 9
経路8	A → 5 → 2a → 9
経路9	9 → 4 → 3 → 5 → 1b → 9

【手続補正35】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図17

【補正方法】変更

【補正内容】

【図17】

経路 41	9a → 5a → 1a → 1c → X
経路 42	9a → 5a → 3a → 4a → 1c → X
経路 43	5a → 3a → 6a → 7a → 5a
経路 44	4c → 1c → 1d → 14b → 18a → 4c
経路 45	9b → 14a → 1c → X
経路 46	9b → 3d → 4d → 2d → X
経路 47	4b → 1b → 5b → 7b → 6b → 4b
経路 48	5b → 7b → 6b → 3b → 5b
経路 49	9b → 5b → 2b → 2d → X
経路 50	4d → 18b → 14a → 1c → 1d → 4d
経路 51	9b → 14a → 1c → 1d → 4b → 3b 5b → 9b
経路 52	9a → 5a → 1a → 4c → 3c → 9a
経路 53	4a → 6a → 7a → 5a → 1a → 4a
経路 54	7a → 12a → 10a → 7a
経路 55	10a → 9a → 11a → 10a
経路 56	5a → 3a → 18c → 5a
経路 57	4b → 1b → 5b → 18d → 4b
経路 58	5b → 18d → 3b → 5b
経路 59	4d → 6d → 30b → 7d → 14a → 1c → 1d → 4d
経路 60	30b → 7d → 3d → 6d → 30b
経路 61	4c → 1c → 1d → 14b → 7c → 30a → 6c → 4c
経路 62	30a → 6c → 3c → 7c → 30a